

平成28年度 修士論文

磁気浮上型水力発電機に適用する
低消費電力センサと充電システムの開発

指導教員 石川 赴夫 教授
栗田 伸幸 准教授

群馬大学大学院理工学府 理工学専攻
電子情報・数理教育プログラム

中村 拓海

目次

第1章 序論	4
1.1 研究背景	4
1.2 研究目的	5
第2章 実験装置の概要	6
2.1 実験装置の概要	6
2.1.1.水車機構部	7
2.1.2.水車構成	8
2.1.3.磁気カップリング	9
2.1.4.制御部	11
2.1.5.電力変換部	11
2.2 動作原理	13
2.3 制御系の構成	16
2.4 制御方式	18
2.5 発電量と構成要素の消費電力	20
2.5.1 自給式セルプラポンプ	20
2.5.2.発電実験用施設の配管	22
2.5.3.発電実験用施設の概要	23
2.5.4 ポンプ駆動用装置	25
2.5.5 磁気浮上型水力発電機の発電量	28
2.5.6 FPGA の消費電力	29
2.5.7 PWM アンプの消費電力	30
2.5.8 渦電流式センサの消費電力	31
2.5.9 システム全体の消費電力	32
2.6 実験装置の携帯性	33
第3章 磁気軸受と玉軸受の発電特性の比較	36
3.1 実験方法	37
3.2 実験手順	39
3.3 結果と考察	40
第4章 省電力渦電流式変位センサ	46
4.1 渦電流式センサの動作原理	46
4.2 渦電流式センサ回路の設計	47
4.3 回路シミュレーション	49
4.3.1 インダクタンス値の測定範囲	49
4.3.2 インダクタンスの測定	50

4.3.3 回路シミュレーション	53
4.4 渦電流式センサの製作	55
4.5 結果と考察.....	58
4.5.1 センサ回路の電圧出力	58
4.5.2 センサ回路の消費電力	59
4.5.3 回路中素子の選択	60
4.5.4 省電力渦電流式センサの今後の取り組み	61
第5章 充電システムの開発.....	62
5.1 充電システム全体の構成	62
5.2 電力変換器.....	64
5.3 リレー回路の設計.....	70
5.4 電圧リミッタ	75
5.5 充電システムの今後の取り組み.....	79
第6章 結論	81
6.1 まとめ.....	81
6.2 今後の予定.....	81
謝辞.....	82
参考文献	83
付録.....	84

第 1 章 序論

1.1 研究背景

近年、火力発電による CO₂ の排出、原子力発電では使用済み燃料の処理方法が問題となっている。また地球温暖化、化石燃料の枯渇への懸念からエネルギーの有効利用及び再生可能エネルギーの使用・開発が盛んに行われている。特に 2011 年 3 月 11 日に発生した東日本大震災によって明らかとなった核分裂エネルギー利用の難しさも相まって、この流れは更に加速すると考えられる。原子力を扱う各国で安全面を考慮した基準が引き上げられ、新たな原子力施設の建設が難しくなっているのが現状である。

主な再生可能エネルギーには、太陽光、風力、水力があげられる。

太陽光発電は日照時間帯のみの発電という制限はあるが、電力変換効率の改善などにより有効な発電となりつつあるが、いずれにせよ蓄電デバイスの性能によって有効利用できる電力が決まってくる。

風力発電は、一箇所あたりの発電量が大きい事が特徴としてあげられるが、バードストライクや低周波騒音といった人間を含む生態系への影響が無視できず、更に落雷等による破壊に伴うメンテナンスコストが高いといった課題があり、洋上風力発電が実用化され始めているものの、未だ解決されてはいない。

水力発電は、流れ込み式の場合、定常的な発電が可能であるという他の自然エネルギーには無い大きな特徴を持つ。また貯水池式であれば、電力不足時のみエネルギーを取り出せる、いわば自然の一次電池と言える特徴がある。大規模水源開発率は 80%を占めているものの、中小規模開発率は 40%にとどまっており、潜在的なエネルギー量が大きい。しかしながら流水というエネルギー密度の高い物体を扱うには頑強な設備と豊富なノウハウが必要である。その為、近年マイクロ水力発電あるいはピコ水力発電といった、数 10W～数 kW 程度の極めて小規模な水力発電の設置事例が増えている。

1.2 研究目的

従来の水力発電機には玉軸受が用いられており、装置には頑強な構造が必要となる。また回転摩擦や磨耗が起こり、回転損失が発生するだけではなくメンテナンスの回数が多くなるといったデメリットが生じている。

そこで本研究では、小規模水力発電機の普及の観点からメンテナンス性に着目し、磁気浮上技術を利用して機械的な接触を完全になくす事で従来と比較して頑強な設備を必要とせず携帯性及び組み立て性に優れた発電機の開発を行った。

製作した磁気浮上型水力発電機の性能を明らかにするために、学内に自給式セルプラポンプを用いた流水施設を構築し発電実験を行った。結果として発電量が小さく、システムを構築する PWM アンプと渦電流式変位センサの消費電力が大きいことが分かった。そこで、発電量は小さいが水力発電機における磁気軸受の優位性を示すために、軸支持に玉軸受と磁気軸受それぞれを用いた際の発電実験の結果から磁気軸受の優位性を示すことを目的とする。

低消費電力渦電流式変位センサについて説明する。システム全体の消費電力を低減するための初歩的な段階として、渦電流式変位センサの製作を行った。センシングコイルを選定し、FRA (Frequency response analyzer: 周波数応答分析器) を用いてコイルとセンサターゲット (測定対象物) のエアギャップがコイルの内部パラメータに及ぼす影響を検出する。次に回路シミュレータ LTspice を用いて回路シミュレーションを行い変位センサの回路を設計することで、低消費電力な変位センサの製作を目的とする。

充電システムについて説明する。本システムの最終的なアプリケーション像は、1つの鉛蓄電池を主電源として装置の浮上制御を行い、発電した電力を再び駆動電源に用いて余剰電力を他の鉛蓄電池に蓄電するシステムである。しかし、現在は発電した電力を鉛蓄電池に回生する設備を備えていない。従って、充電システムの開発を目的とする。

第2章 実験装置の概要

2.1 実験装置の概要

本研究室が開発した発電システムの機能ブロック図を図 2.1 に示す。まず初めに全体の流れを簡単に説明する。

バッテリー電源の出力は 3 種類のスイッチングコンバータを介すことで変位センサ、デジタルコントローラ、PWM アンプに供給される。変位センサはロータの位置情報をデジタルコントローラに出力する。デジタルコントローラは入力信号を演算処理し、指令電流値を PWM に出力する。PWM アンプは入力信号に従い、目標の位置にロータを浮上させるだけの電流を電磁石に出力することでロータは浮上する。

浮上している状態のロータは垂直方向から受ける水力をインペラが受け取ることにより回転し、その動力はマグネットカップリングを介して発電機へと伝わる。発電機が回転することで発電が行われる仕組みとなっている。

このように開発した磁気浮上発電機は、発電機の出力を何らかの方法で測定することはできるが、現状では発電した電力を回生することができない。そのためバッテリーの容量は失われ、いずれはバッテリーのエネルギー不足により、浮上制御が不可能な状態になってしまう。

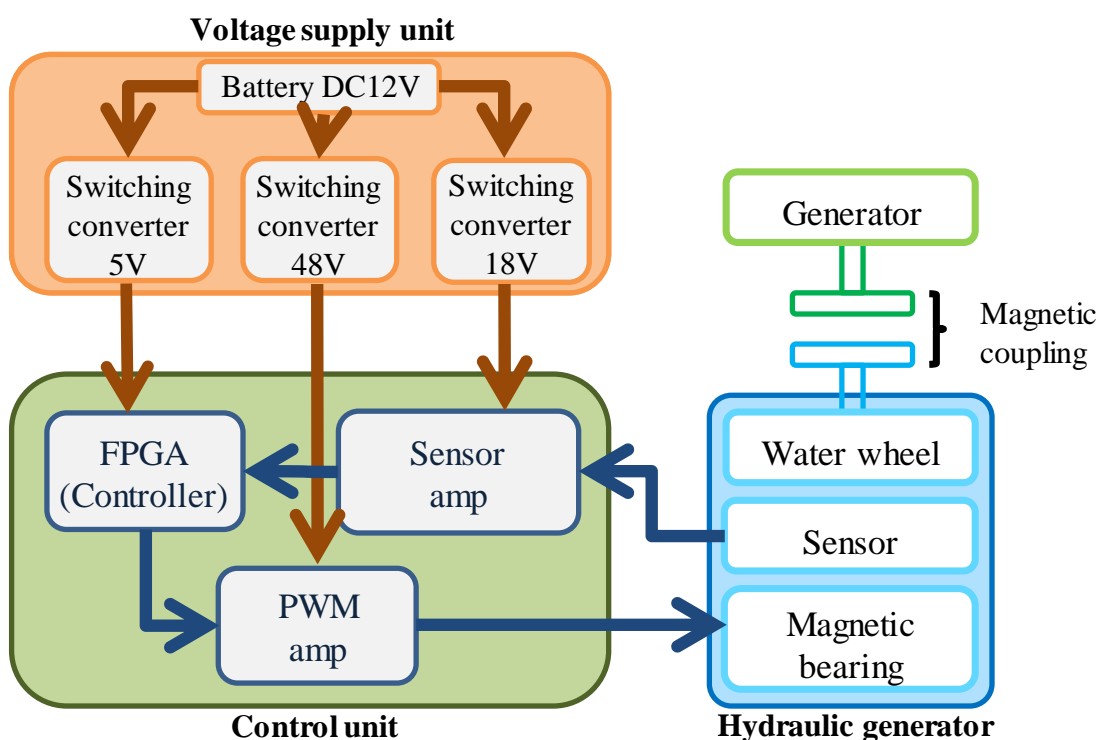


図 2.1. 発電システム全体構成

2.1.1.水車機構部

水力発電機のイメージを図 2.2 に示す。またパラメータを表 2.1 に示す。磁気軸受、変位センサ、水車から成るユニットは本研究室が開発した、「三次元的な磁気回路を有する永久磁石ハイブリッド型磁気軸受」を用いている。ロータの径方向 (x , y 軸) 2 軸と傾き (θ_x , θ_y) の計 4 自由度を制御するために磁気ベアリングをシャフトの両端に 2 つ設置する。ロータとステータ間のエアギャップは 1 mm である。シャフトの中央部に水車を設置し、インペラの両側にシャフトの径方向 (x , y 軸) の変位を検出するセンサを 2 つずつ設置している。また、磁気カップリングを介することで発電機に動力伝達を行う。

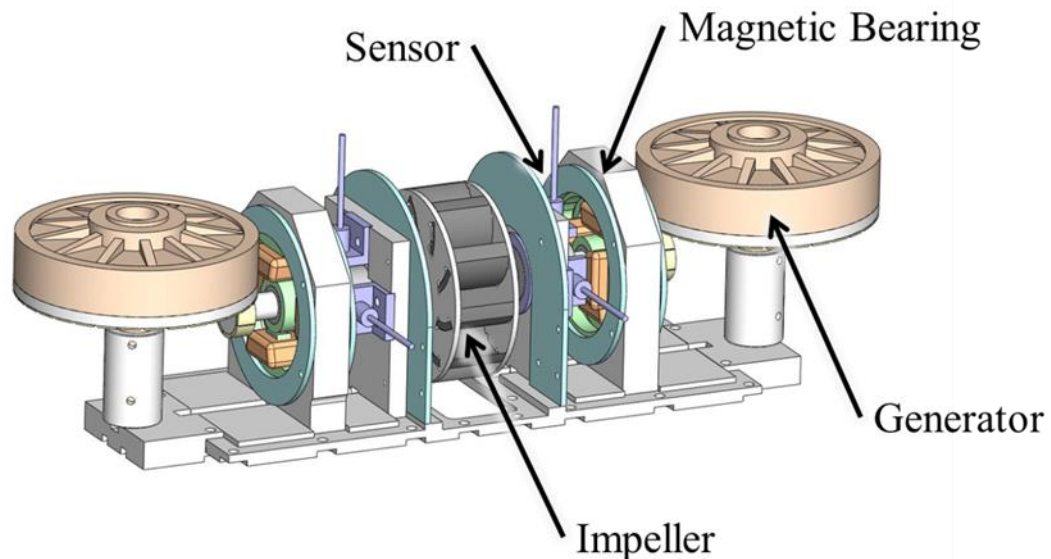


図 2.2.水車機構部

表 2.1.水車機構部のパラメータ

Rotor	Φ :100 mm , W:248 mm
Rotor mass	0.851 kg
PM thickness	4 mm
Bearing coil	T:3 mm , N:360
Airgap	1 mm

2.1.2.水車構成

水車の概要図を図 2.3 に示す。マイクロ水力発電機として、中小河川や用水路など小さな高低差を利用した水力発電機ということで水車部分には低落差でも効率的にエネルギーを伝達することができるクロスフロー水車を用いることとした。上部より流入してきた水はガイドベーンを通してインペラへと導かれる。インペラへと入る水は外周を回って外周へと流れ出るためインペラの半径方向にクロスして2回作用し、効率よくエネルギーを伝達することができる。

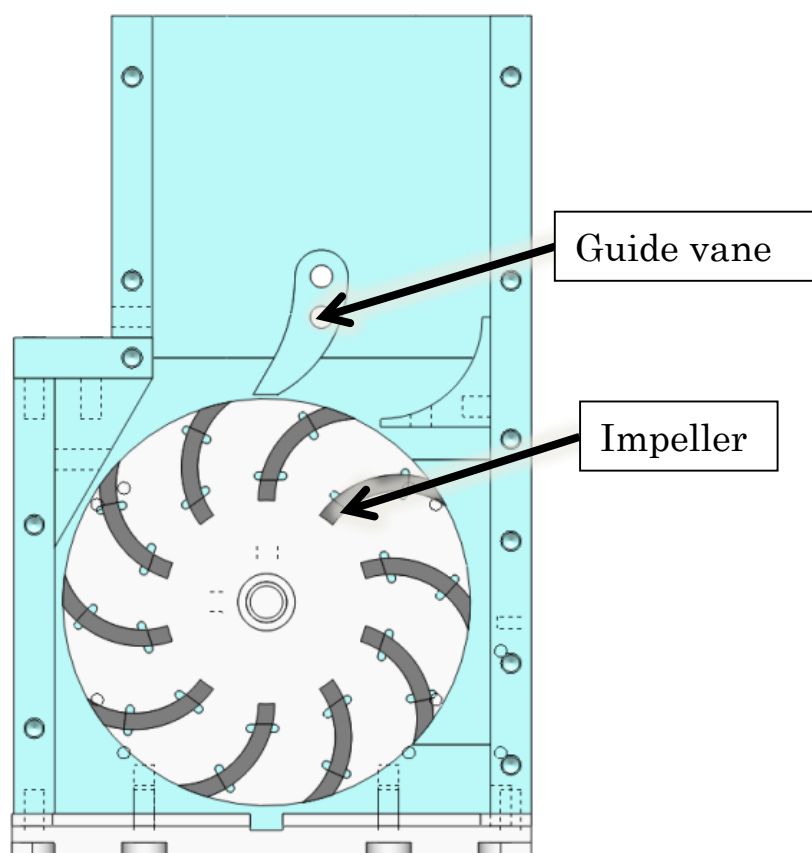


図 2.3.インペラの構造

2.1.3.磁気カップリング

本実験装置では磁気軸受によって支持されたロータと発電機との接続方法として磁気カップリングを採用している。理由としては、水を流す場合、常に負荷変動にさらされ、特に空気と混ざり合う混相流を形成する場合、より一層大きな負荷変動を受けると考えられる。磁気軸受の能動制御による支持では制御の遅れにより負荷変動が振動振幅に影響する。これは、回転軸が受ける衝撃力が小さくなるメリットがある半面、カップリング部で大きな振動となるので、歯車を用いるような機械的なカップリングは適さない。ユニバーサルジョイントを使う事は可能だが、振動による損失増大の観点からやはり適さないと考えられる。そこで、本研究では振動増大の影響を受けずに動力伝達を行う機構として、磁気カップリングを用いる。

磁気カップリングの概要図を図 2.4 に示す。水車回転端部に 8 枚のセグメント型磁石と、発電機底面に円周上に接着された 32 枚の角型磁石とで構成されている。この構造が選ばれた理由として以下の 2 つがある。

- ・水車に対して反重力方向への力を発生させる事で、流体力による重力方向の力を軽減できる。
- ・発電機側の固定高さを変更する事で、カップリング部のエアギャップを調整できるので、厳密な制御力とカップリング吸引力のバランスを考慮する必要がない。

といった点である。今回は、磁気カップリングによるエアギャップは 2mm で設定されている。

なお、水車と発電機のギア比が 1:4 であることから、減速機と同様の構成となっている。そのため新しいカップリングを製作することで、ギア比を本システムに適した値にすることも考えている。

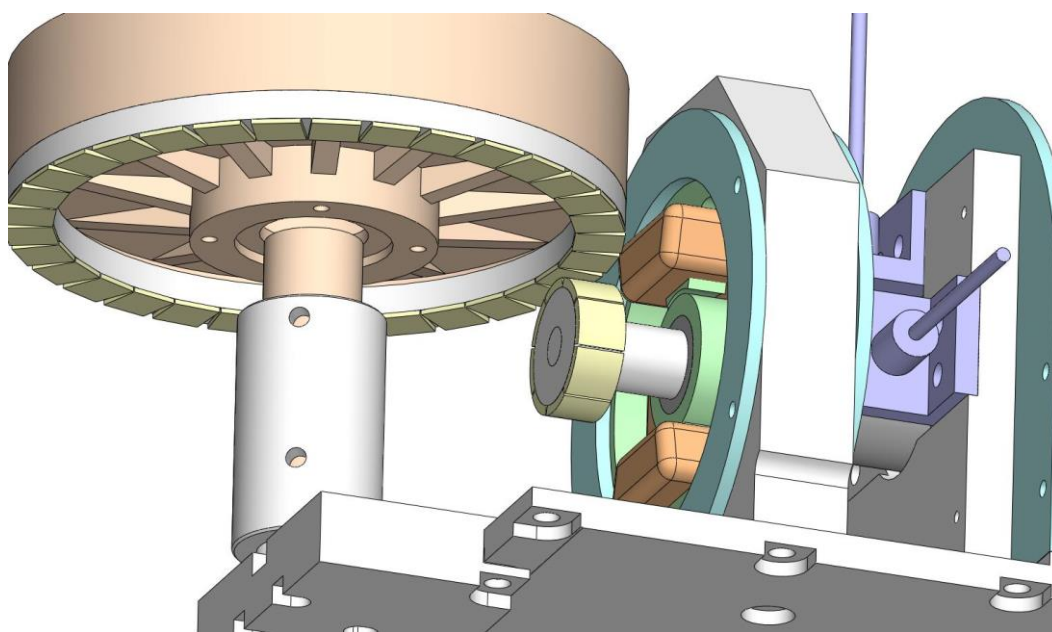


図 2.4.磁気カップリング

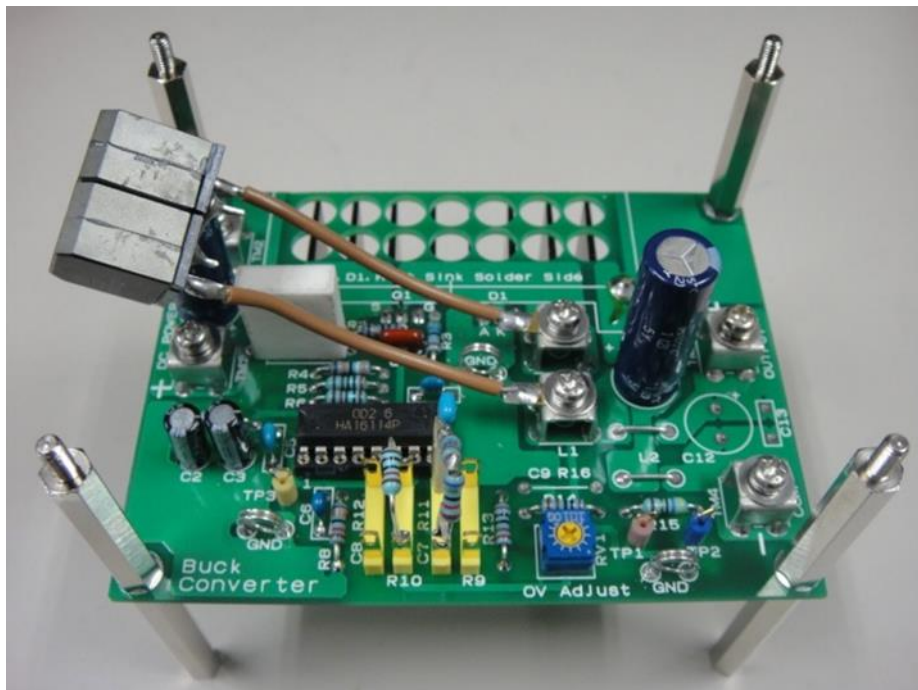
2.1.4.制御部

PC 上の dSPACE でシステムを駆動する場合、変位センサからの信号を ADC（アナログ・ディジタル変換器）で dSPACE ボードに取り込み、DSP での演算処理を経て DAC（ディジタル・アナログ変換器）から PWM アンプに信号が送られる。本研究室が構築した PC の持ち運びを必要としないシステムでは、dSPACE ボードに代わる演算処理機として FPGA を用いて動作をさせる。

2.1.5.電力変換部

PC の持ち運びを必要としないシステム開発にあたり、自動車用の鉛蓄電池 12V によって全システムを駆動出来るシステムとする。鉛蓄電池としたのは、最終的にこの発電システムによって発電された電力を貯蔵するという目標から大容量の二次電池である事が望まれた為と、研究室の資産を有効活用する為である。12V から水車機構部及び制御部に供給する電圧は、5V、18V、48V と 3 種類必要である為、3 種類の DC-DC コンバータを搭載している。

上記の 3 種類の DC-DC コンバータは既に本研究室が製作しており、以上を電力変換部とする。3 種類の DC-DC コンバータは図 2.5, 図 2.6, 図 2.7 に示す。



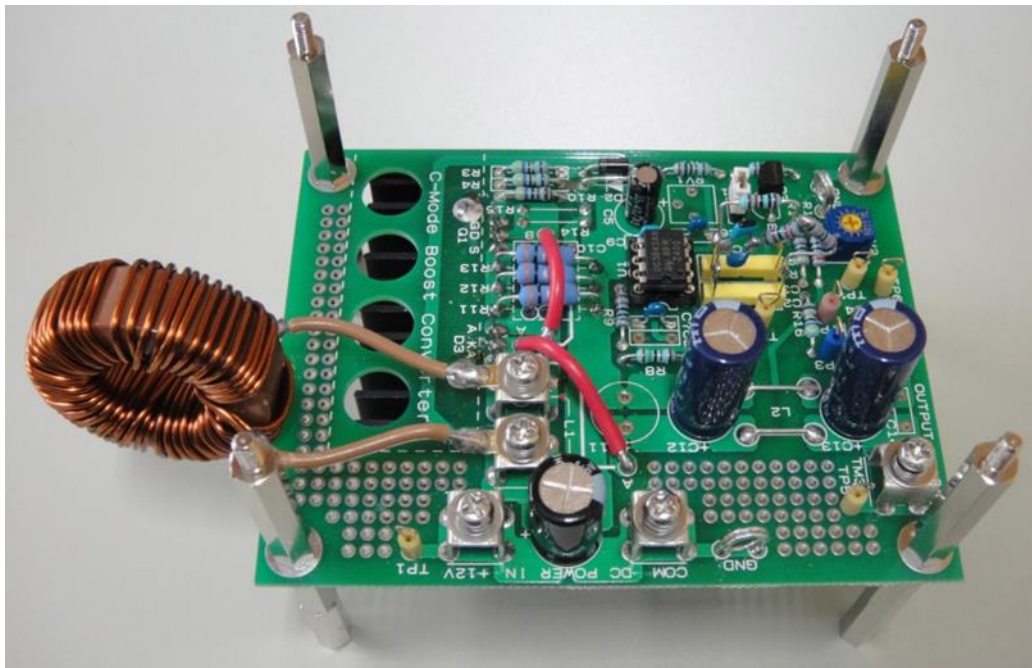


図 2.6.昇圧コンバータ

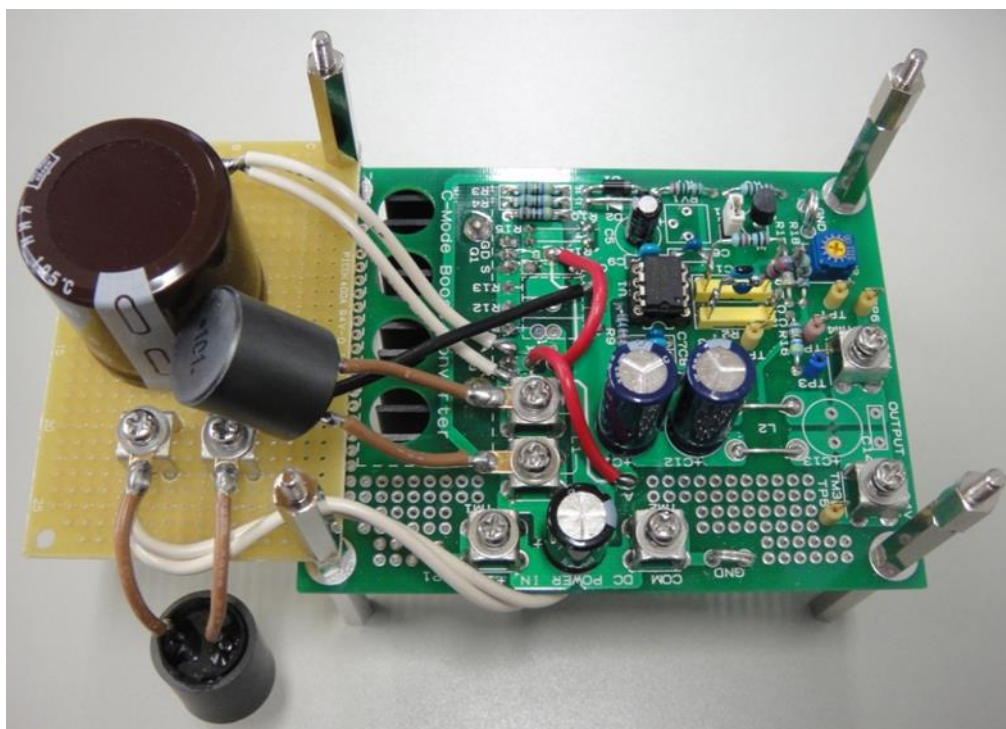


図 2.7.昇降圧コンバータ

2.2 動作原理

本研究室が製作した磁気軸受の軸支持の仕組みを説明する。図 2.8 に磁気軸受の構成を示す。また 3 次元 CAD 設計ソフトウェア SOLID WORKS を用いて描いた磁気軸受の構成と、永久磁石により発生するバイアス磁束の流れを図 2.9 に示す。これをコイルの磁力と永久磁石の吸引力で軸を支持する、ハイブリッド型磁気ベアリング(Hybrid Magnetic bearing ; HMB)とする。

図 2.8(a)はステータリングの突極にコイルを巻いている図であり, (b)は(a)の奥に(a)を 90° 回転させて重ねた図である。(b)をラジアル方向から見た図が(c)であり, ステータリングの間には永久磁石を挟み込んでいる。

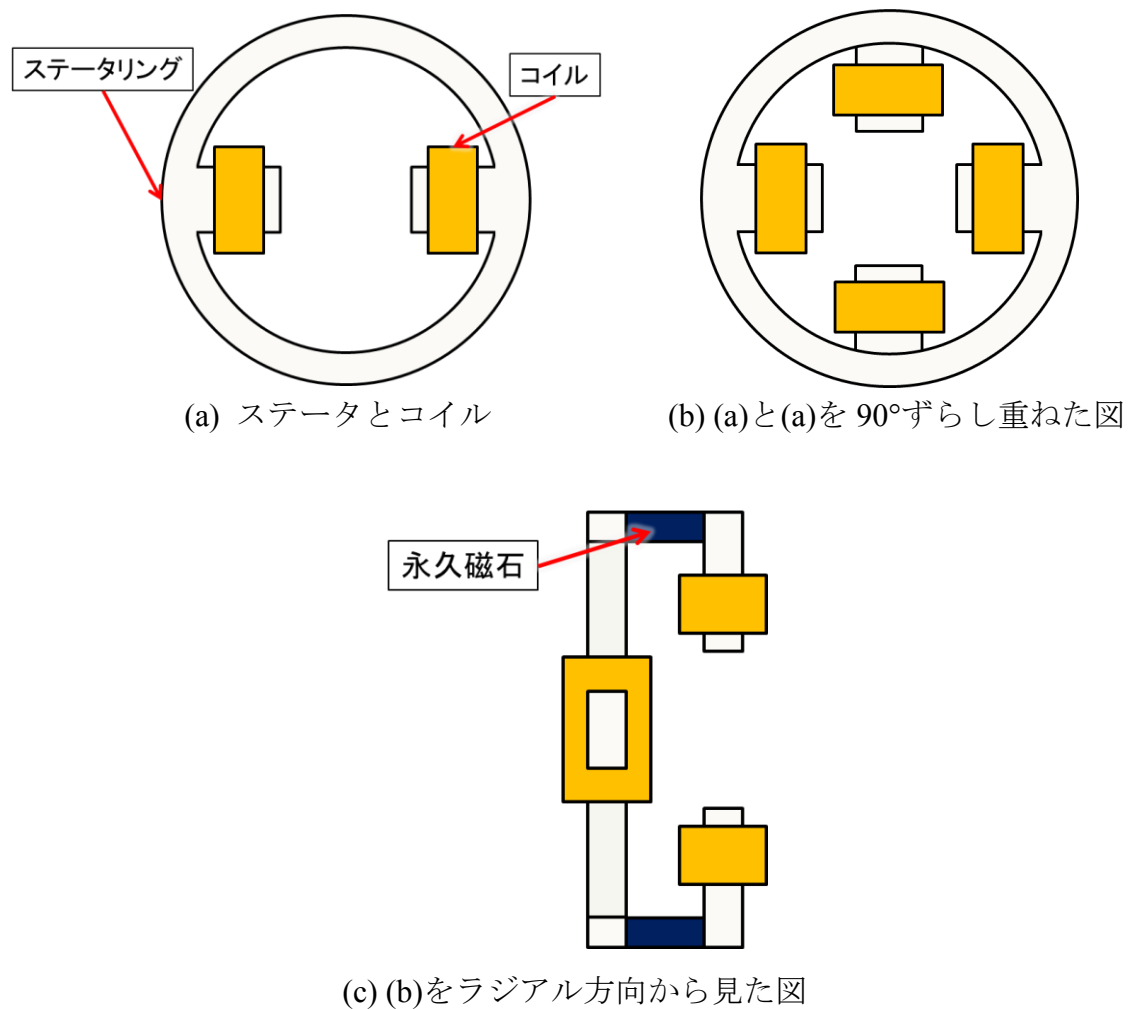


図 2.8.磁気軸受の構成

図 2.9 は円筒型のネオジム永久磁石を挟む二枚のステータリング，ステータ突極，そこに巻かれるコイルによって構成される。ロータ側は外側が積層鋼板，内側が純鉄で構成されており，真ん中をステンレスのシャフトが通る。磁路は(b)の赤い矢印のようになる。

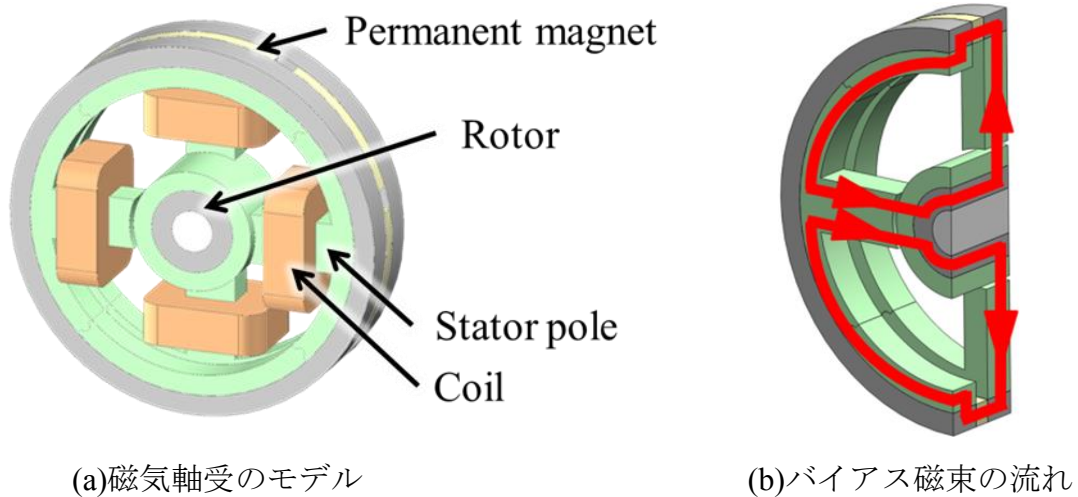


図 2.9.ハイブリッド型磁気軸受

次にハイブリッド型磁気軸受をアキシャル方向から見た図と、制御の様子を図 2.10 に示す。上で述べたバイアス磁束が流れている状態でロータが右側に変位したとする。このとき、左側のエアギャップではバイアス磁束と制御磁束が強め合うように、逆に右側のエアギャップでは弱め合うようにコイルに制御電流を流し、図の青線のような向きの制御磁束を発生させる。その結果、左向きの吸引力が発生しロータを制御する。

このように左右方向は手前のステータリングとコイル、上下方向の制御は奥のステータリングとコイルで制御する。

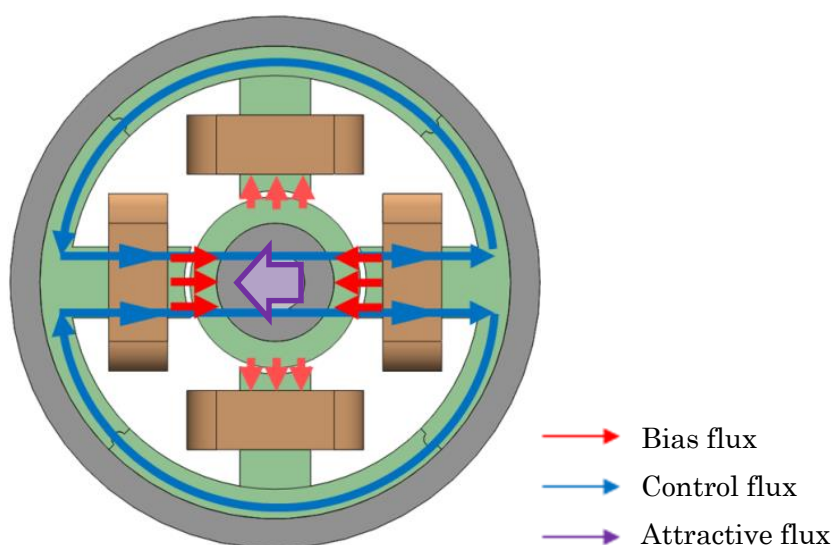


図 2.10.アキシャル方向から見た磁気軸受

2.3 制御系の構成

発電システムの開発にあたって、最終的には屋外での実験が必要となってくる事から、現在は PC を使用している実験環境を、独立したシステムとする必要がある。独立システムの構築方法は様々であるが、dSPACE システムとの互換性を考えるとディジタルコントローラが適している。ディジタルコントローラを構築するには主に 2 種類の方法がある。

一つは、DSP や PIC、H8 あるいは SH といったマイクロコントローラを用いる方法であり、複雑な制御則も高級言語を使う事で比較的容易にプログラミングでき、スピーディーな開発が可能な半面、高速なシステム構築の為にはクロックの高速化が必要である為に消費電力は大きくなる傾向にある事や、割り込み処理の並列化によって実現する多軸制御の制御軸数がクロックに制限されるといった特徴がある。

これとは別に FPGA:Field Programmable Gate Array や CPLD:Complex Programmable Logic Device といったプログラマブル論理デバイスを用いる方法がある。この方法では、四則演算をハードウェアで実現し、また複数の処理を同時並列に実行できる事から非常に高速なシステムを比較的低いクロック周波数で実現する事が可能である。但し、処理内容を組み合わせ回路と順序回路によって構成する必要がある為、Verilog-HDL や VHDL といったハードウェア記述言語を用いなければならないといった制約がある。

以上の事を踏まえ、多軸能動制御を特徴とする磁気浮上系を制御対象とし、発電システムであるから消費電力は抑えながら、現在の dSPACE 環境で使われている 10kSps 処理能力を持たせるには FPGA が最も適していると判断している

terasic 社の DE0-nano ボードを使用する。このボードはその名の通り、非常に小さく、学習ボードでありながらインターフェイスは必要最小限にとどめられており、搭載されている ALTERA 社の CycloneIV EP4CE22F17C6N は低コスト、低消費電力である事から本研究に適していると考ええる。

また、学習ボードを使用する別の理由として、動作に必須の電源、発振器、FPGA、コンフィギュレーションデバイスが一つの基板上に搭載されている事があげられる。これらを手作業で製作する場合、その配線は長くなり、配線インダクタンスの影響等でパルスの正確な伝送が難しくなるばかりでなく、物理的に隣接する信号のクロストークを受けると考えられる。電源に関しては、素子に合わせて複数の DC-DC コンバータを必要とする事から、手作業で製作した場合には大幅なサイズアップが見込まれたので、学習ボードが適していると判断している。学習ボードは図 2.11 に示す。

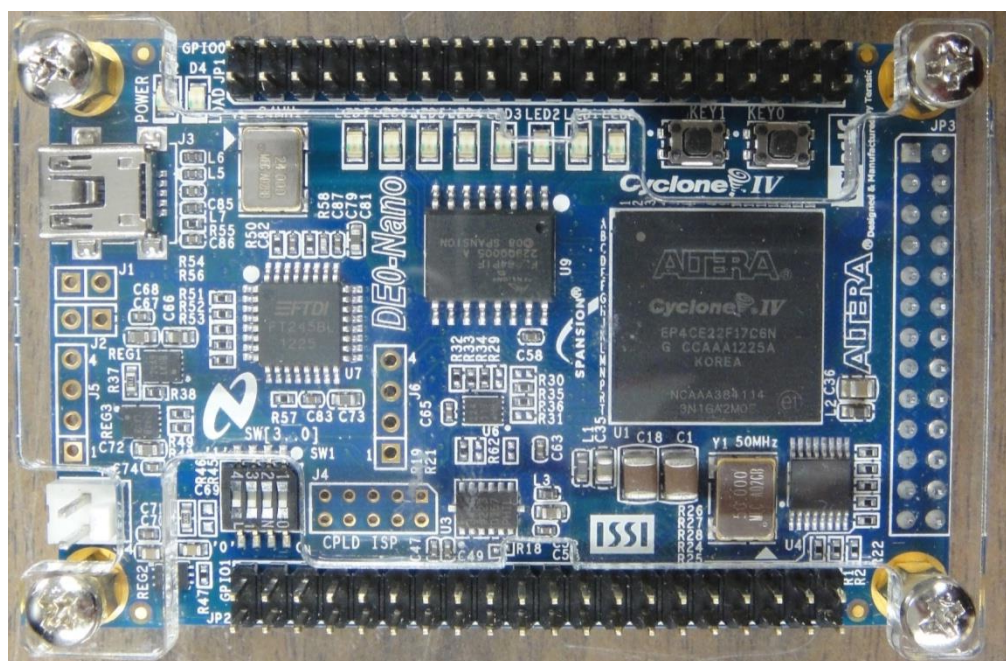


図 2.11.学習ボード

2.4 制御方式

本システムの制御方式は4つある。dSPACE システム(PC)による PD 制御, PID 制御, ゼロパワー制御と, FPGA による PD 制御である。各制御方式による制御の安定性は明らかになっており, どの制御方式を用いてもインパルス応答試験の結果は良好である。

ここではゼロパワー制御について説明する。ゼロパワー制御とは, 電磁石と永久磁石のハイブリッド型磁石ユニットを用いる際に可能になる制御方式である。PD 制御, PID 制御ではコイルに電流を流すことで発生する磁力と, 永久磁石の吸引力, また浮上物にかかる重力がつりあう位置で浮上がなされる。しかしゼロパワー制御では永久磁石の吸引力と, 浮上物にかかる重力のつりあう位置で物体を浮上させるため, 指令電流値をフィードバックさせて指令電流値が0になるような制御を行うことができる。概要を図 2.12 に示す。図右側のグラフのように実際には微小電流が流れている。

また MATLAB Simulink で作成したブロック線図は図 2.13 を用いており, ControlDesk 上で PD, PID, ゼロパワーを容易に変更できるようになっている。

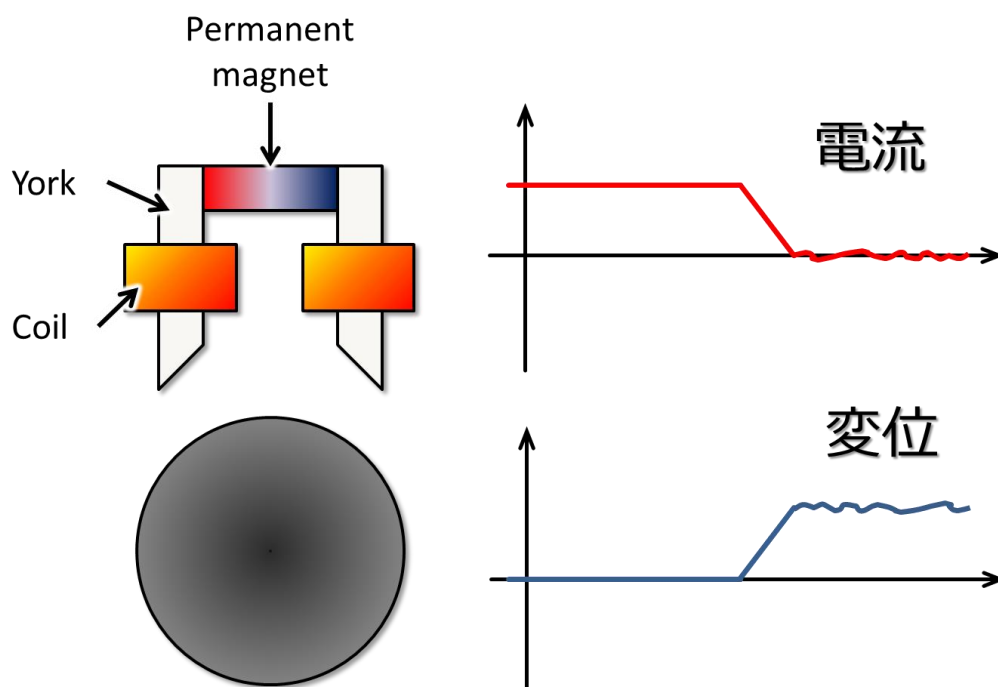


図 3.12.ゼロパワー制御

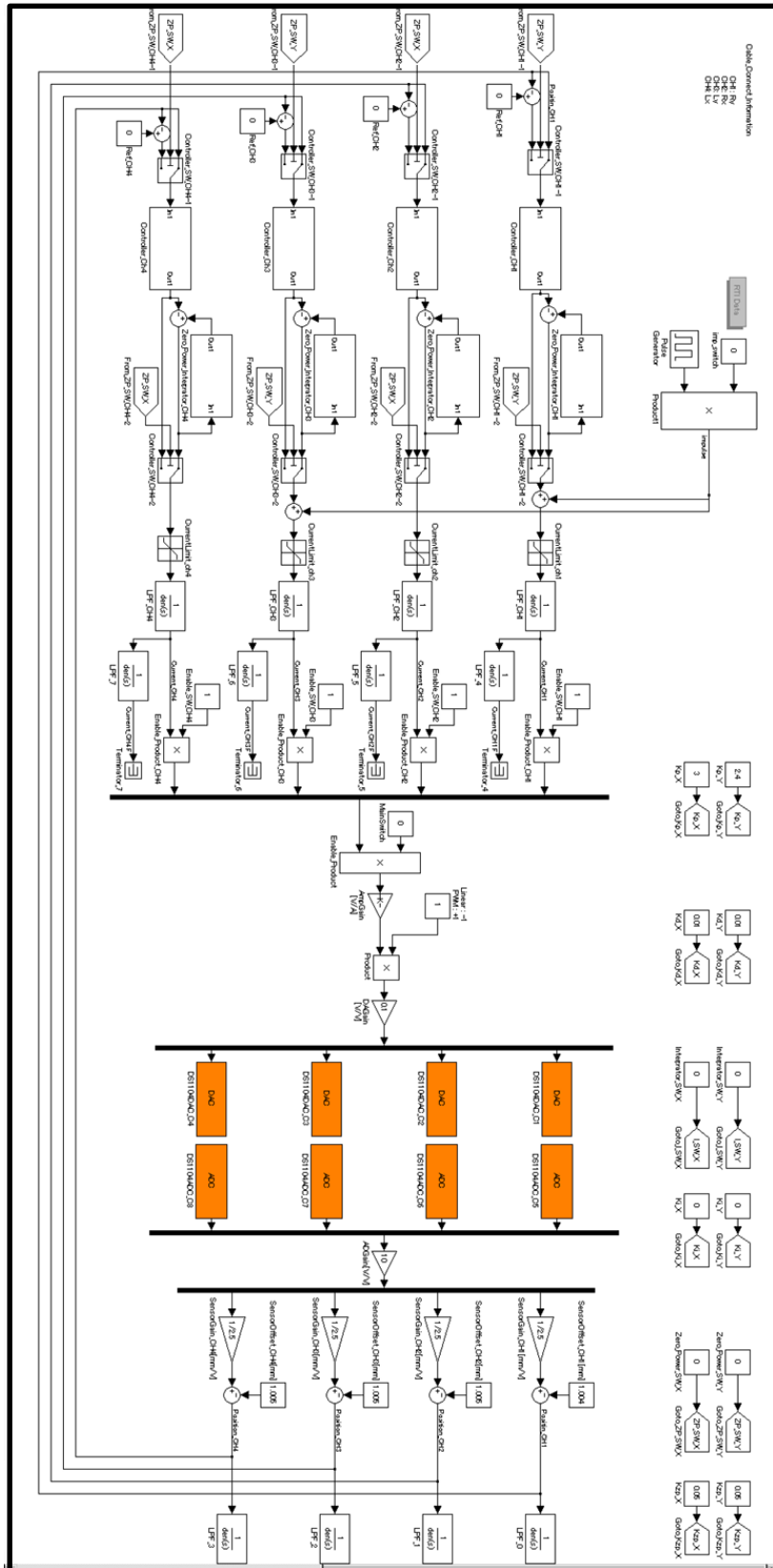


図 3.13.ブロック線図(ゼロパワー)

2.5 発電量と構成要素の消費電力

製作した磁気浮上型水力発電機の発電特性と構成要素（FPGA, PWM アンプ, 渦電流式変位センサ）の消費電力について説明する。本学内に自給式セルフラポンプを採用した流水実験用施設を構築して、発電実験を行った。ここでは流水実験用施設の構成, 軸支持に磁気軸受を用いた際の流量と発電量の関係, 流量と構成要素（FPGA, PWM アンプ, 渦電流式変位センサ）の消費電力の関係を示す。

2.5.1 自給式セルフラポンプ

流水用施設について記載する。選定したポンプ（寺田ポンプ, O-5G）を図 2.14 に示す。吐出量 300 (L/min)程度の自給式のセルフラポンプを選定している。自給式のポンプとしたことで呼び水と吐出口を同じ場所にできるため、場所の節約にもなる。

次に、選定した水槽を図 2.15 に示す。農業の用土作り等で用いられるようなオープン容器を選定している。容量が 400L あり、上記に示したポンプを流量 320L/min で一分間連続運転したとしても水が一回循環するだけなので、温度上昇の心配も無い。



図 2.14.自給式ポンプ



図 2.15.水槽

2.5.2.発電実験用施設の配管

次に配管類について記載する。水槽とポンプの大きさに合わせて配管の構成を決定している。図 2.16 に製作された配管構成の模式図を示す。製作する上で注意すべき点として以下があげられる。

- ・ ポンプがエアを吸い込んでしまうと故障につながる恐れがあるため、吸込口と吐出口は可能な限り遠くに配置する必要がある。
- ・ 上記と同様の理由から吸込口は可能な限り水面より低く設定する必要がある。
- ・ ポンプがかなり大型であるため、流量調整用のバルブを設置する必要がある。

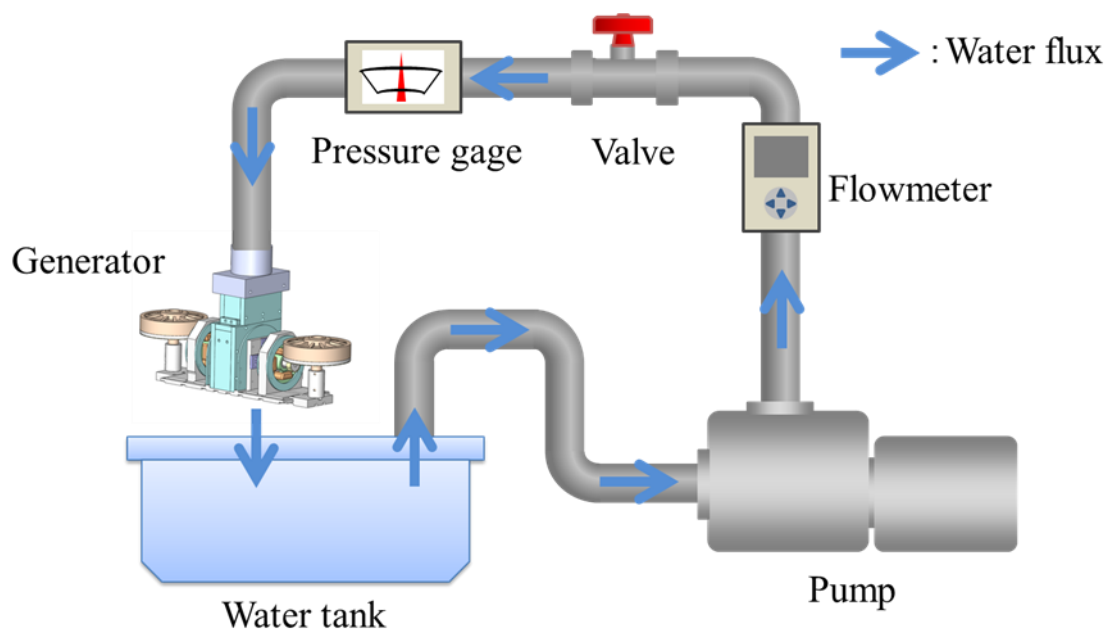


図 2.16.流水のシステム

2.5.3.発電実験用施設の概要

以上の点から実際に製作した実験施設を図 2.17, 図 2.18 に示す。水車を設置するための網棚としてホームセンターで売られている一般的なスチール棚を用意している。耐荷重量がおよそ 120 kg のため、実験には十分耐えられると考えられる。また、配管、継手は全て VP 管であり、ポンプの吐出口と同サイズの 65A を使用している。吐出口側のバルブ後にチーズを使用し、分流部分にソケットブッシュを用いて圧力計を設置されている。しかし現在は圧力計を用いずに実験を行っている。



図 2.17.発電実験用施設（屋内）



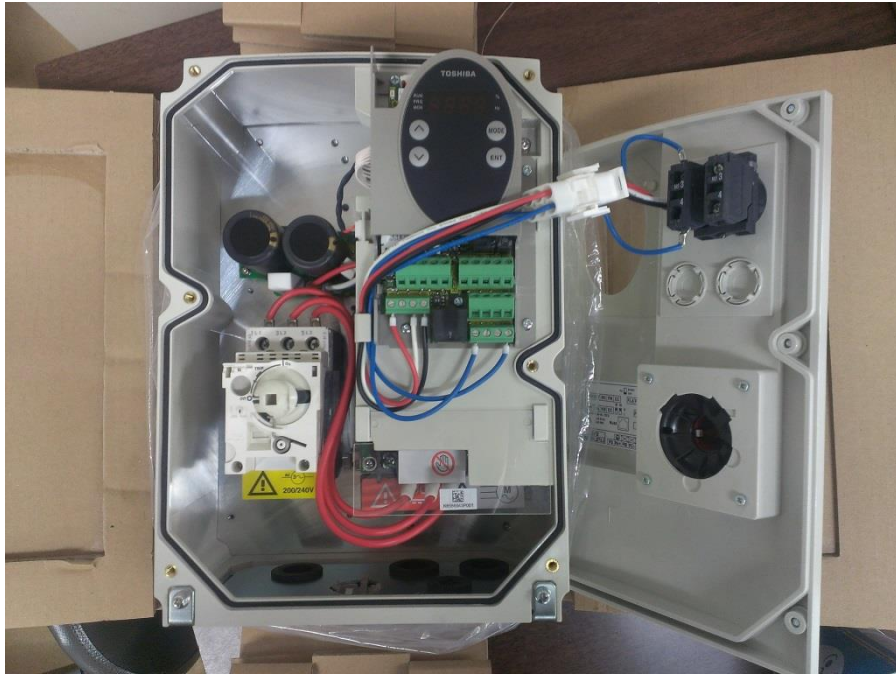
図 2.18.発電実験用施設（屋外）

2.5.4 ポンプ駆動用装置

ポンプが吐出する流量は駆動用インバータで調整を行う。インバータの周波数が 40 Hz になると水が流れ始め、インバータの定格周波数である 60 Hz まで流量を調節することができる。インバータの画像は図 2.19 に示す。



(a) 外側



(b) 内側

図 2/19.インバータ写真

インバータの周波数と吐出する流量の関係は図 2.20 に示す。図 2.20 が示すように、この領域ではインバータの周波数と流量が比例の関係であることが分かる。また定格周波数でポンプを駆動させたときは 3.3 L/sec 程度の流量が得られることが分かる。

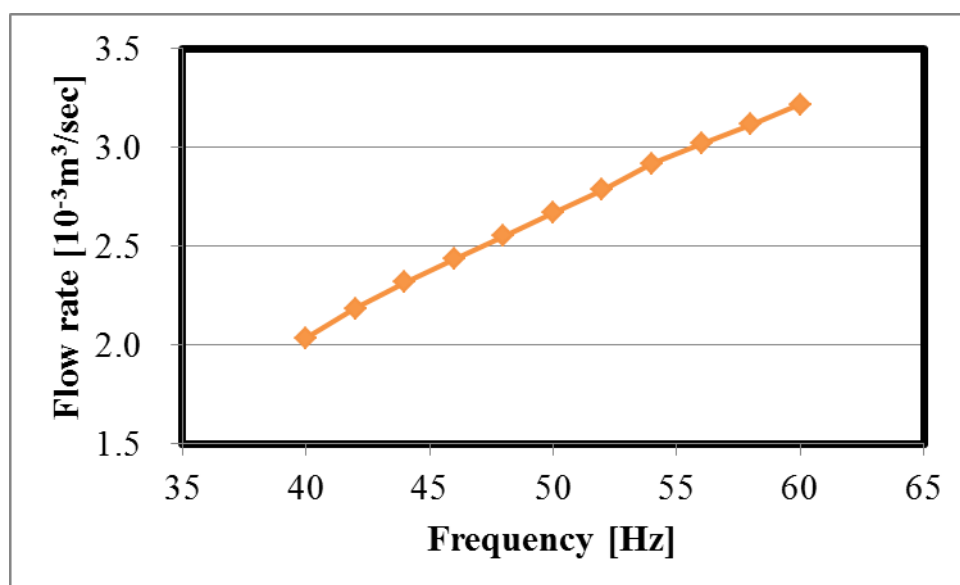


図 2.20.測定用回路

2.5.5 磁気浮上型水力発電機の発電量

図 2.21 に流量と発電量の関係を示す。現在使用している水力発電機と流水実験用施設で発電実験を行った結果、制御方式によらず 3W 程度の出力を得られることが分かる。この結果は、従来 PC を用いて制御を行っていたシステムから、FPGA を用いて制御を行うシステムへの変移が可能であることを示す。

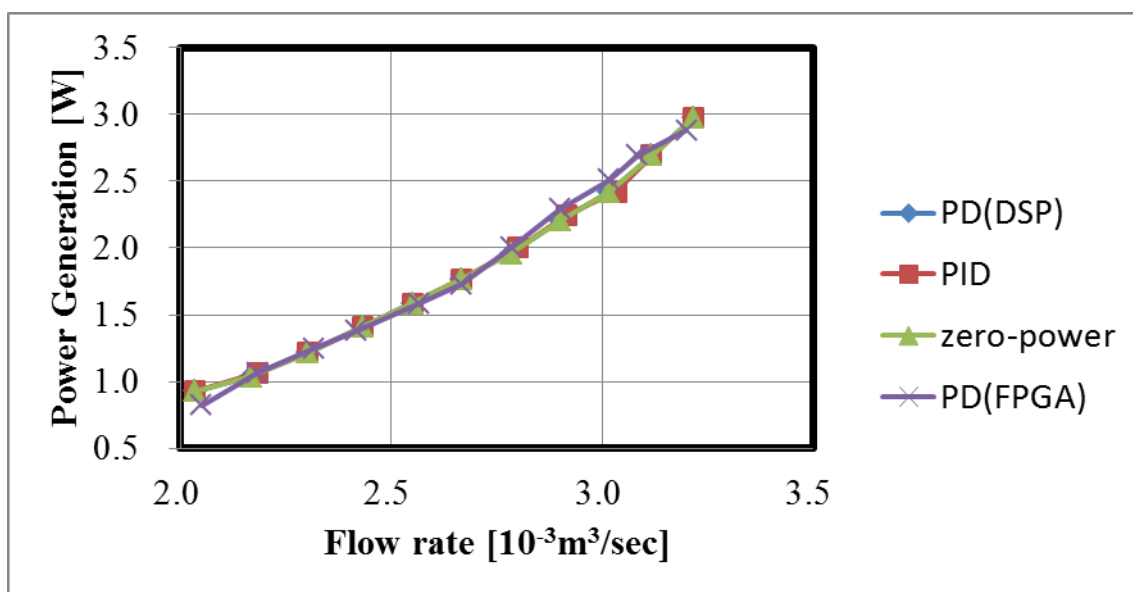


図 2.21.流量と発電量

2.5.6 FPGA の消費電力

図 2.22 に流量と FPGA の消費電力の関係を示す。FPGA は 1W の電力で操作することが明らかである。コントローラに関しては、この程度の電力で動作していることを予想していたため今後も FPGA を用いて実験を行う。1W という数字は PC の消費電力よりも小さいことは明らかであり、同様の浮上制御が行える FPGA の有用性を示している。デジタルコントローラで変更が望まれる点としては、現在は PD 制御しか行えないため、ゼロパワー制御を搭載する点である。FPGA のプログラムは Verilog HDL で記述されているため、ゼロパワーのアルゴリズムも同様にする。

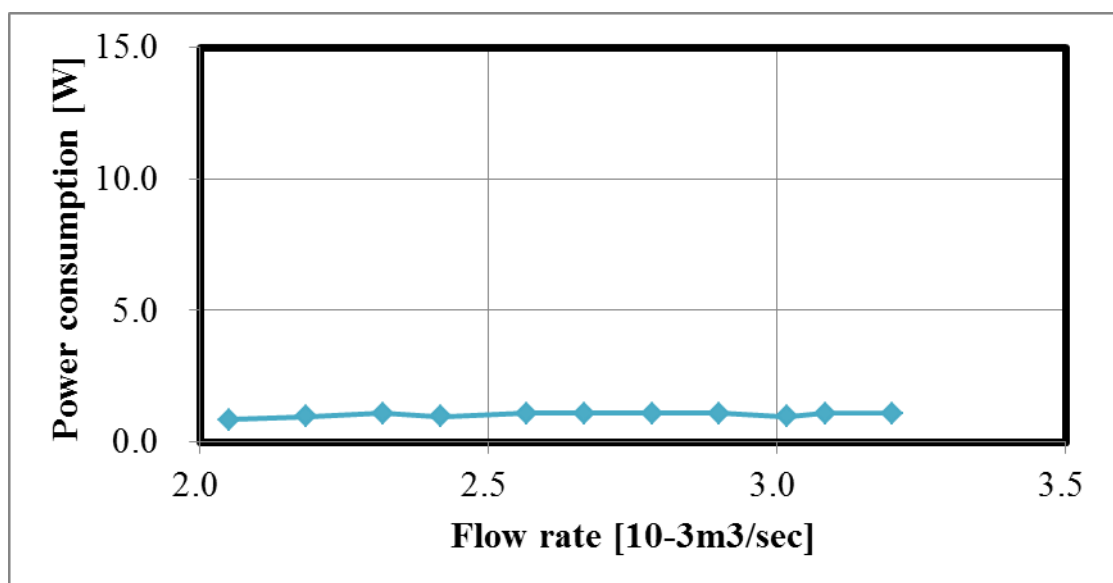


図 2.22.流量と FPGA の消費電力

2.5.7 PWM アンプの消費電力

図 2.23 に流量と PWM アンプの消費電力を示す。この結果は、PWM アンプの消費電力が小さいのはゼロパワー制御時であること示している。PD 制御とゼロパワー制御では最大 2.5W の差が生じている。この点を見ればゼロパワー制御に有用性があることは間違いない。また船渡川氏が行った耐荷重試験の結果を参照しても、PD 制御は垂直方向にかかる力が大きくなるほど PWM アンプの消費電力は大きくなっていくが、ゼロパワー制御では垂直方向にかかる力が大きくなっても PWM アンプの消費電力に大きな変化は見られない。耐荷重性も PD 制御とゼロパワー制御ではほとんど差がみられない。そして、耐荷重性では PID 制御よりもゼロパワー制御のほうがすぐれていることが明らかになっている。これらの結果より、本研究でこれから先に流量を増やして実験をする場合には、ゼロパワー制御を使用することが適していると考えられる。

しかしながら、PWM アンプの出力電流が非常に小さい場合にも消費電力が 10W を超えていることも明らかになった。具体的には PWM アンプを 4 基用いているため、1 基あたり 2.5W 以上の電力を常に消費していることがいえる。この数値は出力電力に対して非常に大きい値であるので、今後完全していく必要があると考えている。

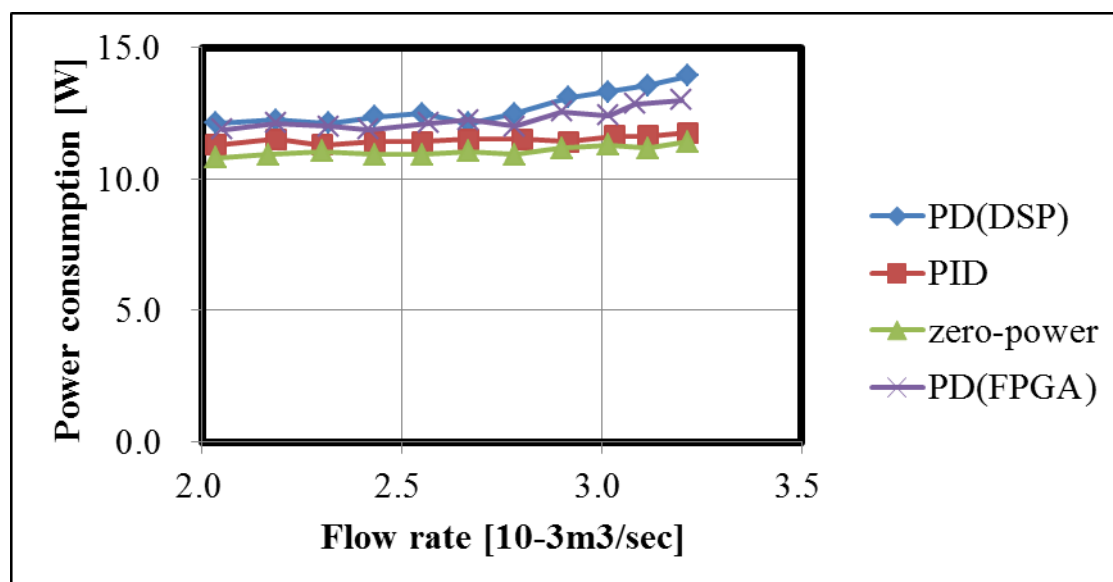


図 2.23.流量と消費電力

2.5.8 渦電流式センサの消費電力

図 2.24 に流量と渦電流式変位センサの消費電力を示す。センサアンプの消費電力については、制御方式による差がみられなかったため FPGA をコントローラとしたときのものを示す。以下のグラフのように変位センサでは、流量に対する消費電力の変化はみられなかった。そしておおよそ 8W の電力を消費していることが明らかになったため、PWM アンプと同様に、省電力を図る。

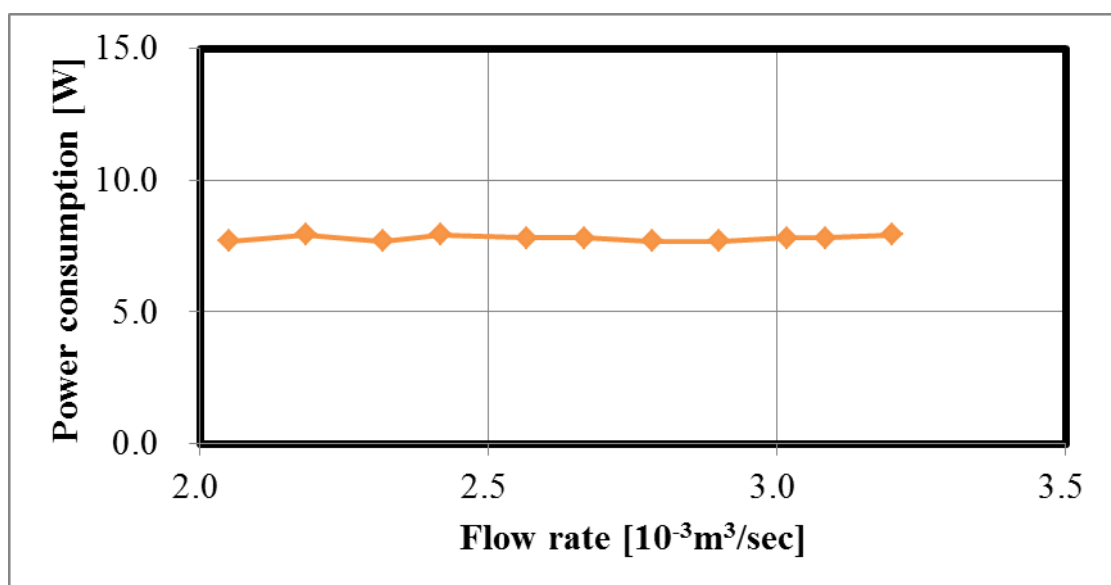


図 2.24. 流量と渦電流式変位センサの消費電力

2.5.9 システム全体の消費電力

図 2.25 に流量と浮上制御を行う際に発生する消費電力（PWM アンプ，センサアンプ，FPGA）の関係を示す。

グラフから，PD 制御しか搭載されていない FPGA を用いたシステムの消費電力は約 21W であることがわかった。この値は発電量に比べて十分に大きいものであるため，回路を構成するデバイスに工夫をしていくことが重要である。

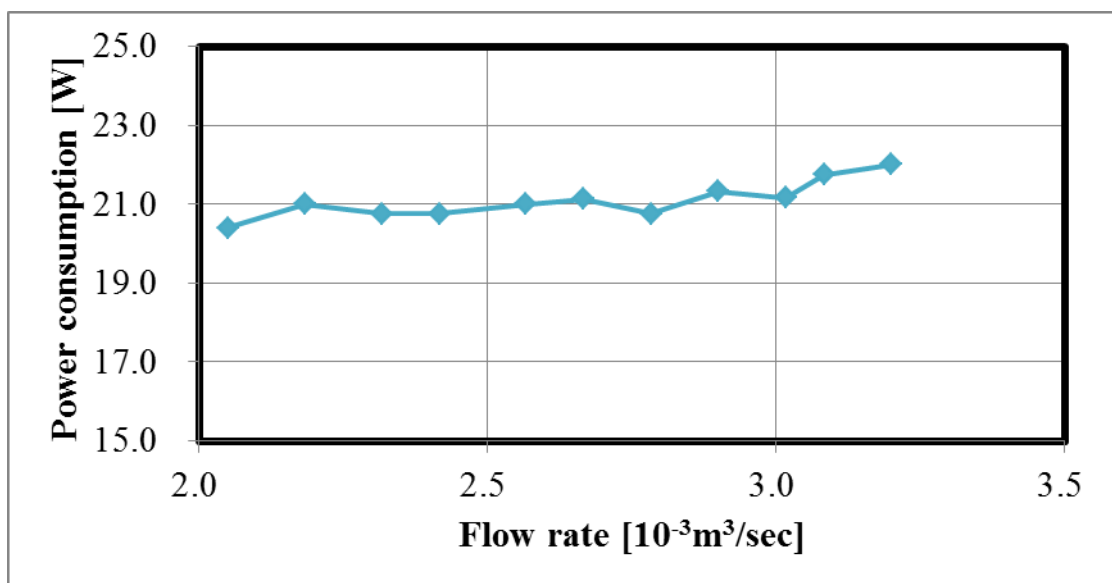


図 2.25.流量と構成要素の消費電力

2.6 実験装置の携帯性

製作した水力発電機は、マイクロ水力発電機として中小河川や用水路などへの設置を目的としている。そのために持ち運びが容易であることが必須である。しかし、開発直後のシステムは複雑な回路がむき出しであり広いスペースを必要としているため、持ち運びに適してはいなかった。しかし FPGA による屋外での発電実験が可能になったため、FPGA をデジタルコントローラとするシステムのコントロールボックスを製作した。

繰り返し実験を行っていく観点から、コントローラの変更にかかる時間を短縮するために箱の外側からすべての操作を行えることを第二の目的とした。

また開発直後のシステムでは、水力発電機とセンサアンプの収納されたボックスを取り外すことが困難であった。このような収納、組み立て、片付け、運搬を困難にする要素はコントロールボックスにより解消した。

開発直後のシステムの画像を図 2.26 に示す。

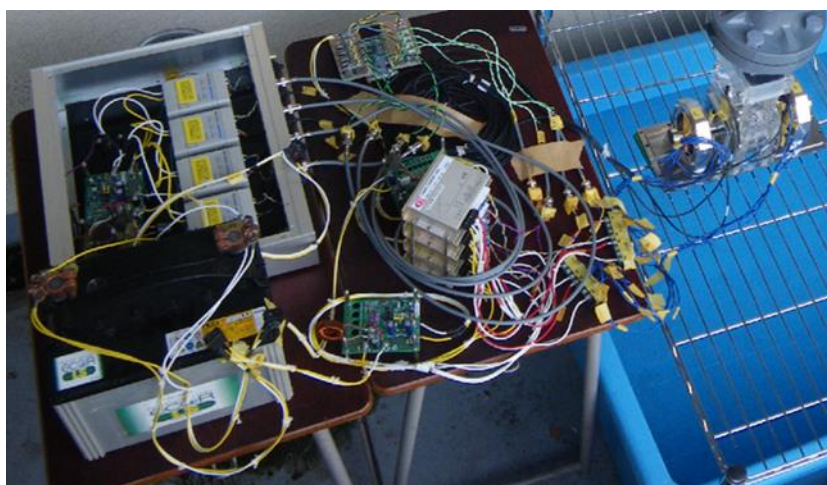
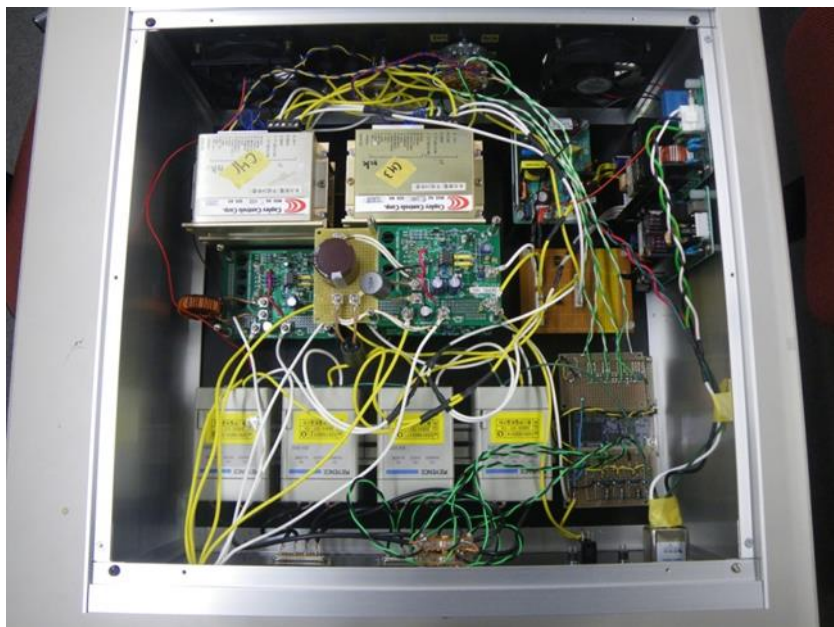


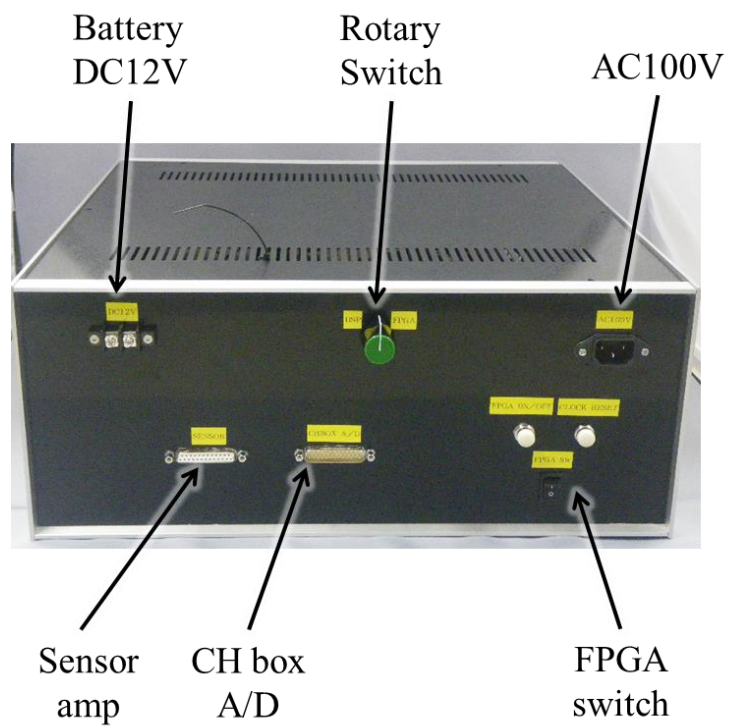
図 2.26.開発直後のシステム

このように電力供給部から制御部までの回路が非常に複雑で、水のそばで配線がむきだしになっているため非常に危険な状態であった。スペースとしては小学校や中学校で生徒が使用する学習機の 2 つ分を必要としていた。

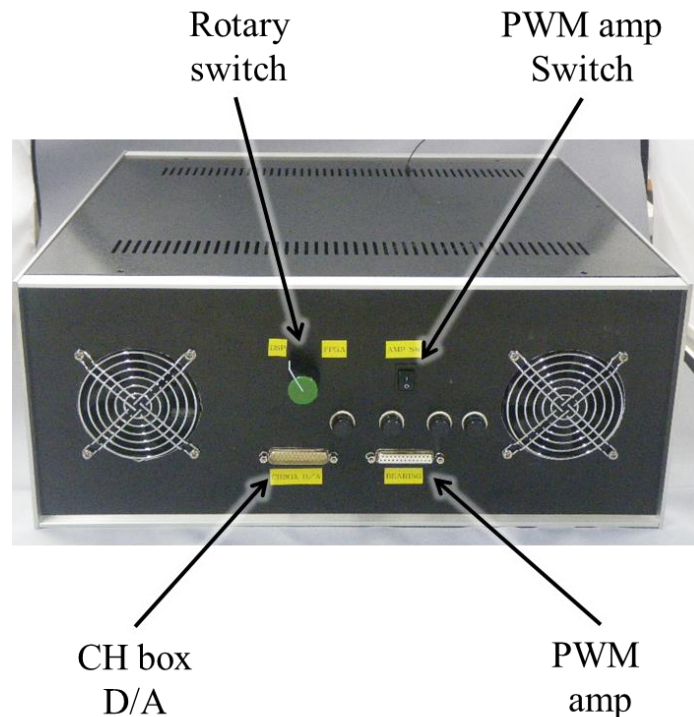
次に製作したコントロールボックスを図 2.20 に示す。



(a) 上から見た内部の様子



(b) 前面



(c) 背面

図 2.27.コントロールボックス

図 2.27 には製作したコントロールボックスの蓋を取り外した内部の様子，前面，背面から撮影した画像を掲載した。

ボックスにはタカチ電機工業・SL177-43-43SB を使用している。特徴としては，寸法が 177(mm)×43(mm)×43(mm)となっておりコンパクトである。またロータリースイッチを使用したことでボックス外部からのコントローラの切り替えが容易になっている。電源挿し込み口は形状を変えることにより，挿し込みの間違いを回避できるようにした。もし間違えてしまっても，スイッチングコンバータと各デバイスの間にダイオードを挟んであるため，誤動作や破損を防ぐことができる。各デバイスには外付けのスイッチを設けている。これは PWM アンプ，センサアンプ，FPGA の順番に電源を入れるためである。

以上により PWM アンプ，DSP 用チャンネルボックスの入出力口にも D-sub コネクタを用いることで，水力発電機，コントロールボックス，電源，PC を独立して収納できるような構造になった。

1つのボックスにスイッチングコンバータを多数使用しているので，感電を防ぐためにコモンモードチョークを用いた。各デバイス，スイッチングコンバータのグラウンドは筐体に共通に落としてあるが，誤動作がないことも確認し

た。

充電システムは筐体の空きスペースに収納していくことを考える。

第 3 章 磁気軸受と玉軸受の発電特性の比較

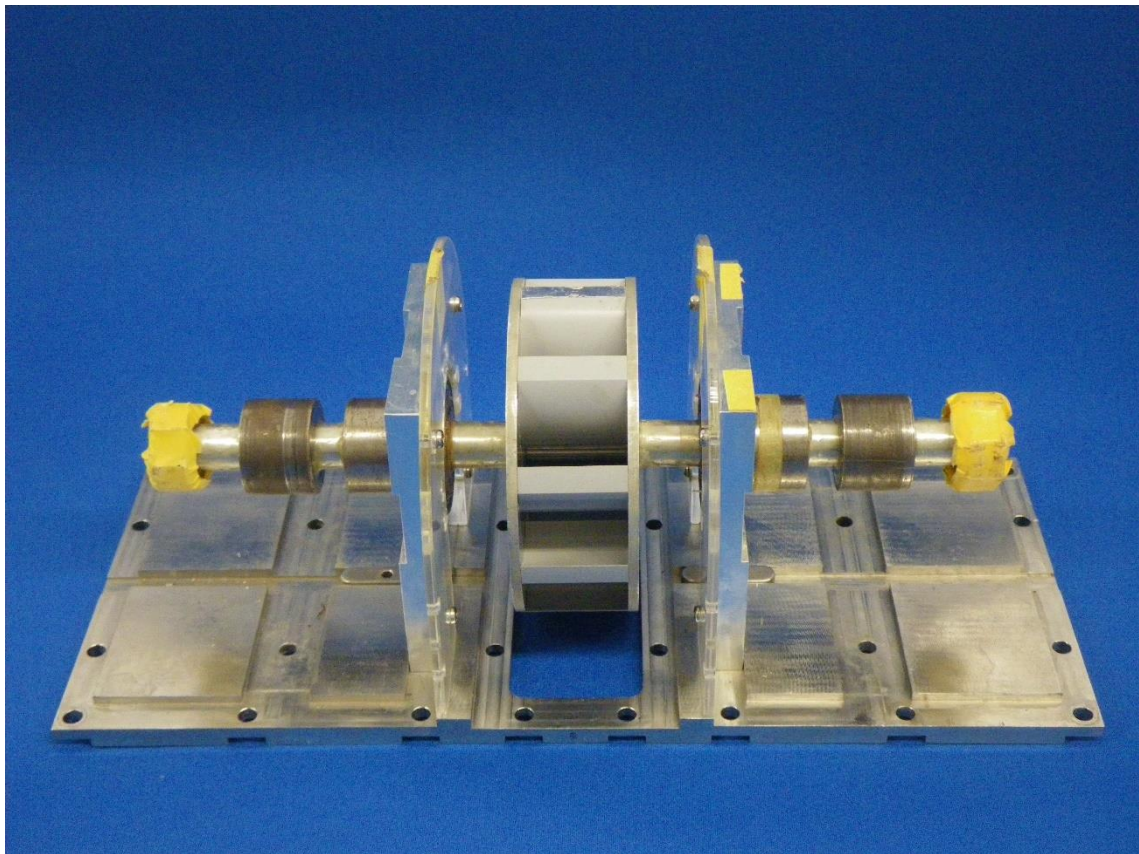
開発した磁気浮上型水力発電機は、軸支持に磁気軸受を用いた場合に流量 3.3 L/sec で 3.0 W 程度の発電能力を有することが分かっている（図 2.20, 参照）。そこで磁気軸受の有用性を確かめるために、軸支持に玉軸受を用いた場合の発電量を測定する。そして、両者の結果を比較し、磁気軸受の有用性を示すことを目的とする。実験には磁気浮上型水力発電機と流水実験用施設（図 2.16, 参照）を用いる。

以下では実験方法、実験手順について記載する。

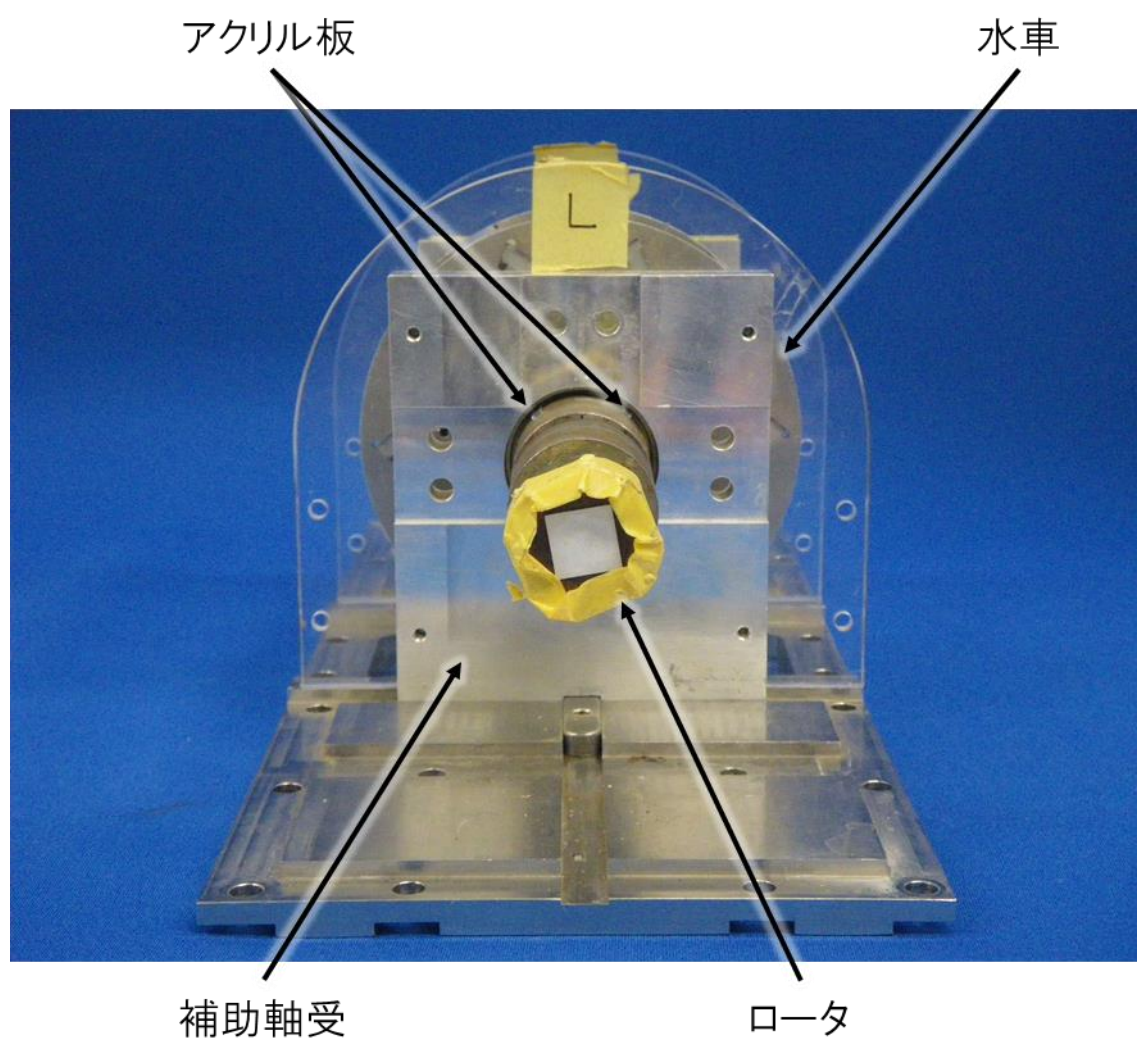
3.1 実験方法

実験では軸支持に玉軸受を用いた際の発電量を測定するため、水車を玉軸受で支持する必要がある。磁気浮上装置は一般的に補助軸受を備えており、それらは玉軸受によって構成される。備え付ける理由としては、ロータの高速回転や過負荷が原因で浮上制御が不可能になったとき、ロータの衝撃による磁気軸受の破壊を防ぐといったことが挙げられる。開発した磁気浮上型水力発電機は補助軸を備えているため、それを有効的に活用する。補助軸受の内径は 30 mm、水車を通る軸の外径は 29 mm であるので、厚さ 0.5 mm のアクリル板を両者の隙間に挟み込むことで玉軸受を実現する。写真を図 3.1 に示す。

図 3.1 (a) は装置を正面から見た図を示す。磁気軸受は取り外した理由は、磁気軸受内部の永久磁石が発生するバイアス磁束の影響を除外するためである。図 3.1 (b) ではアクリル板を挟む位置を示している。写真は 2 箇所のみを指定しているが、実際にはロータの径方向に 4 枚配置している。



(a) 径方向から見た様子



(b) 軸方向から見た様子
図 3.1.本装置における玉軸受の実現方法

3.2 実験手順

次に実験手順を示す。配管を組み立て水槽に水を溜めた後、水車に垂直方向に水を落下させた。流量はポンプ駆動用インバータで調整を行う。インバータの周波数が 40Hz になると水が流れ始めるため、定格周波数である 60Hz まで 2Hz 刻みに各測定値を計測した。

測定した値は、出力電流、出力電圧、流量、発電機回転数である。測定用回路を図 3.2 に示す。発電機の出力は 3 相交流であったので、ブリッジダイオードを用いて全波整流後の直流値を測定した。抵抗にはシャント抵抗 100Ω を用いて、リップルの軽減を目的として平滑コンデンサ $470\mu\text{F}$ を並列に接続した。

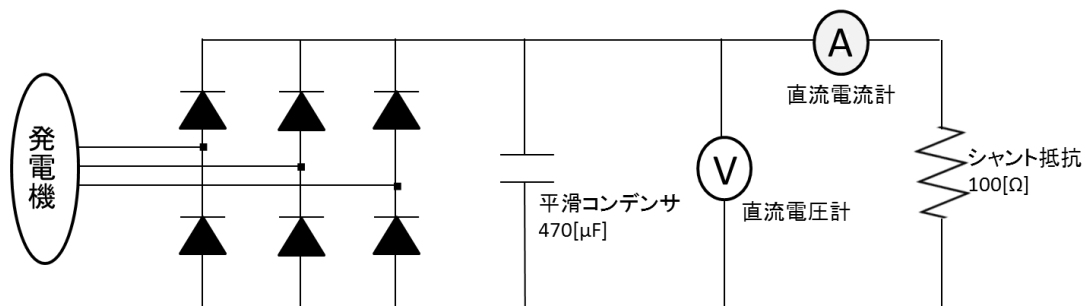


図 3.2.測定用回路

3.3 結果と考察

流量に対する発電量を図 3.3 に示す。赤で示されるプロットは軸支持に磁気軸受を用いたとき、青で示されるプロットは軸支持に玉軸受を用いたときの測定結果である。

軸支持に磁気軸受を用いた際、玉軸受による支持に対して、すべての流量において発電量が大きくなったことが明らかになった。結果より製作したマイクロ水力発電機の軸支持に磁気ベアリングを用いることにより発電特性を向上することが明らかになった。しかし、磁気軸受を用いることで、飛躍的に発電特性が向上する結果は得られなかった。

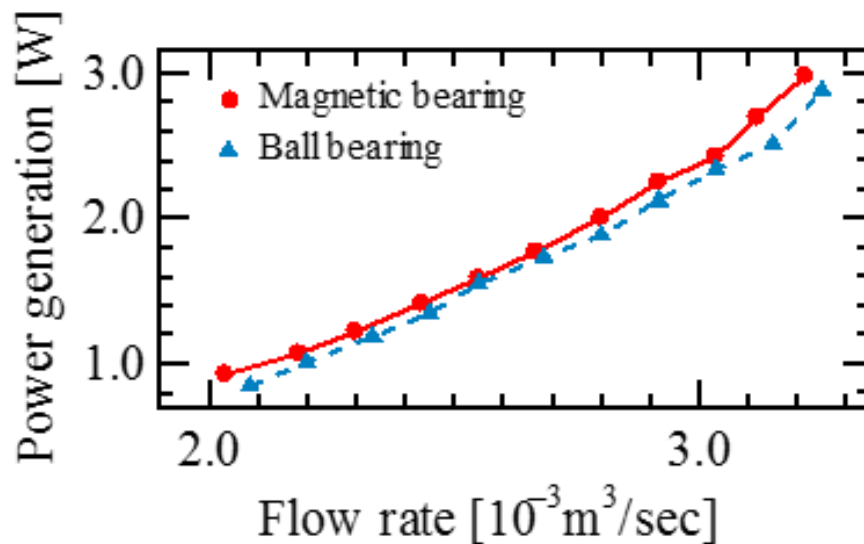


図 3.3.流量と発電量の比較（磁気軸受と玉軸受の比較）

次に結果の考察を行う。

エネルギーの変換効率を算出する計算式を示す。一般的な機械軸受では水力発電の発電効率は以下の式で表される。

$$\eta = \frac{P}{Qgh} \times 100 [\%] \quad \cdots (1)$$

P : 総発電量 (kW)
Q : 流量 (m³/sec)
g : 重力加速度 (9.8 m/s²)
h : 有効落差 (総落差 - 損失水頭 = 0.67 m)

以上の式から効率を算出すると、軸支持に磁気軸受を用いたとき効率が約5.5%高いことが明らかになった。しかしながら磁気軸受を採用する場合は、構成要素の消費電力を考慮してシステム全体の効率は以下の式で算出される。

$$\eta = \frac{P-P'}{Qgh} \times 100 [\%] \quad \cdots (2)$$

P : 総発電量 (kW)
P' : 浮上操作で消費する消費電力 (kW)
Q : 流量 (m³/sec)
g : 重力加速度 (9.8 m/s²)
h : 有効落差 (総落差 - 損失水頭 = 0.67 m)

このとき、効率は負の値で算出されるため計算エラーとなる。発電実験の結果から磁気軸受を用いたとき発電特性が優れていることが分かったが、システム全体で考えると有用性を示すことはできていない。

本実験系で用いた発電機(株式会社スカイ電子 型番:SKY-HR125)の定格回転数は600min⁻¹である。しかし、使用したポンプ(株式会社寺田ポンプ製作所 型番:O-5G)の流量が小さいため、125min⁻¹と、定格回転数に対し、小さい回転数しか得られなかった。そのため、磁気軸受と磁気玉軸受の発電特性の差が明確に現れなかったと考えられる。

発電量を増加するための解決策として、マグネットカップリングのギア比の

変更を検討している。現在のマグネットカップリングの構成を図 3.4、検討中のモデルを図 3.5 に示す。現在のマグネットカップリングは、ロータ端に取り付けた永久磁石が 8 個、発電機のロータ下部に取り付けた永久磁石が 32 個であるためギア比が 1:4 であり、減速機のような構成となっている。そのため、発電機の回転数が上昇せず、発電量が小さい。そこで図 6.3 に示すマグネットカップリングを製作し、ギア比を 1:1 に変更すれば発電量の向上が望めるのではないかと考える。

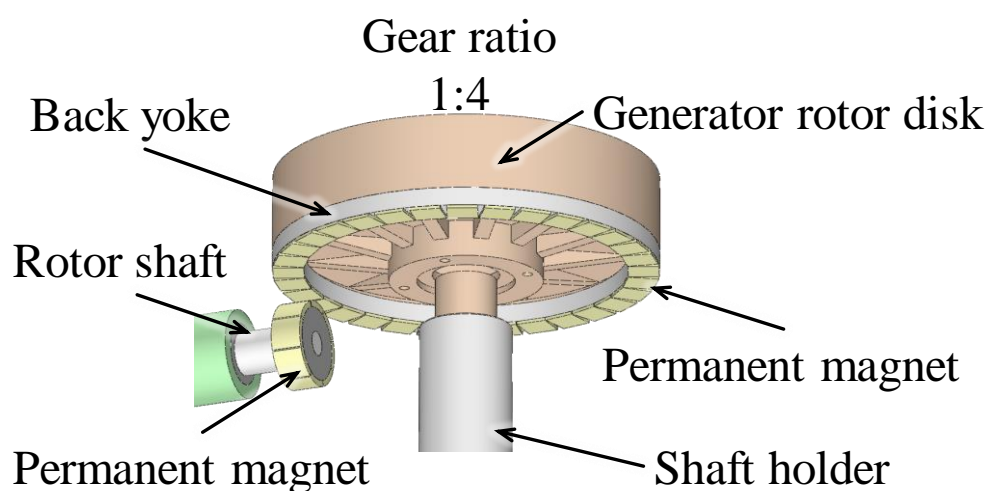


図 3.4.現在のマグネットカップリングの構成

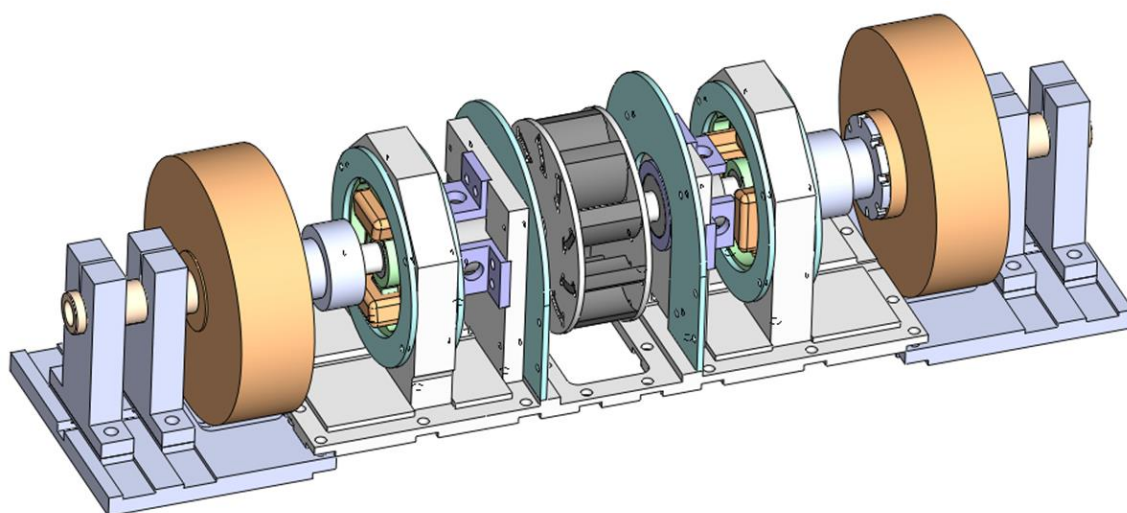
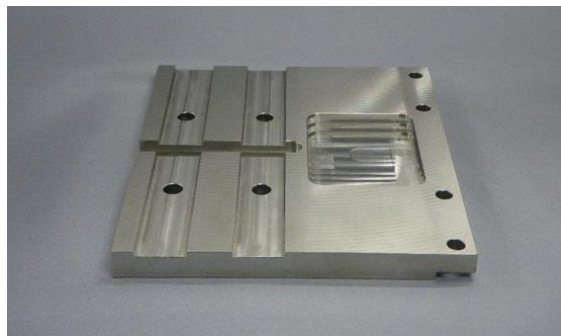
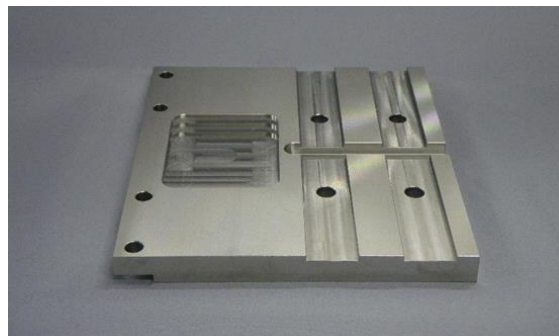


図 3.5.検討中のマグネットカップリングのモデル

図 3.6, 図 3.7, 図 3.8, 図 3.9, 図 3.10 に新しいマグネットカップリングの部品を示す。T 字ホルダは発電機のシャフトを支持し, T 字ホルダ固定台に高さ調整用台を挟んで固定する。永久磁石ホルダ内面には発電機側永久磁石を接着し, 水車とマグネットカップリングを構成する。



(a) 左側



(b) 右側

図 3.6,T 字ホルダ取り付け用台



図 3.7.T 字ホルダ高さ調整用台



図 3.8.T 字ホルダ



図 3.9.永久磁石ホルダ



図 3.10.発電機側永久磁石

以上の部品を用いて組み立てた実際の装置を図 3.11 に示す。

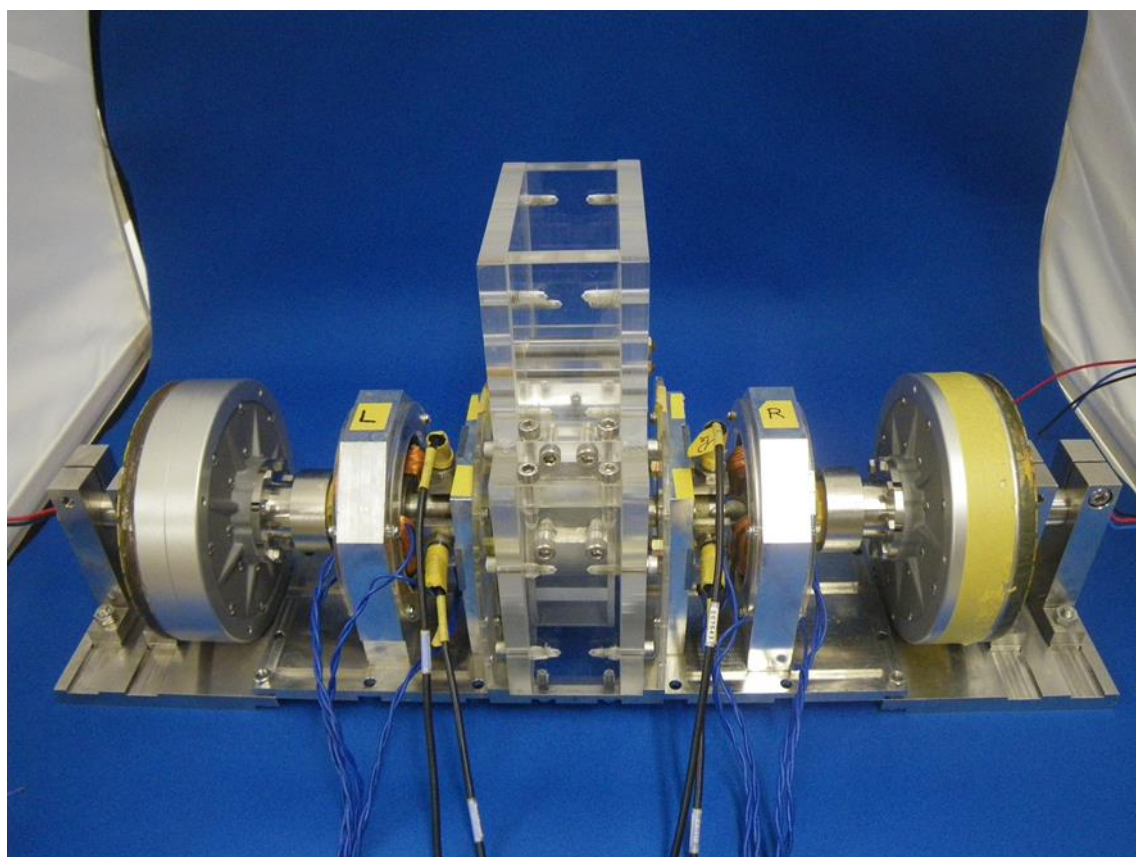


図 3.11.新しいカップリングの組み立て後

マグネットカップリングの再製作により、水車にかかる負荷が変わることが予想できる。従って、今後はコントローラに DSP を用いた浮上実験を行うことで適切な制御ゲインを決定し、FPGA のプログラムを変更する。

また、使用している発電機は軸支持に玉軸受を用いたアウターロータ型発電機であるため、装置全体で考えると軸受で発生する損失を排除しきれていないことも原因である。

磁気浮上型水力発電機に発電機を取り付けず、水車にコンプレッサによる圧縮空気を吹きかけて最大回転数からロータが静止するまでの時間を測定した、フリーラン試験の結果を図 3.12 に示す。なお、磁気軸受は 10800 rpm まで到達したが、比較のため玉軸受の最大回転数であった 7800 rpm を基準としたグラフであることに注意する。磁気軸受を用いたとき静止時間は約 90 sec，玉軸受を用いたとき静止時間は約 20 sec であったので、磁気軸受を用いた場合に玉軸受の 4.5 倍も長い時間回転を続けることが分かっている。このように完全非接触であれば発電特性が飛躍的に向上する可能性がある。そこで、今後は、ロータに永久磁石を取り付けて、その周囲にステータを配置することで直接発電する様な形状の発電機の開発が有効的になるのではないかと考える。

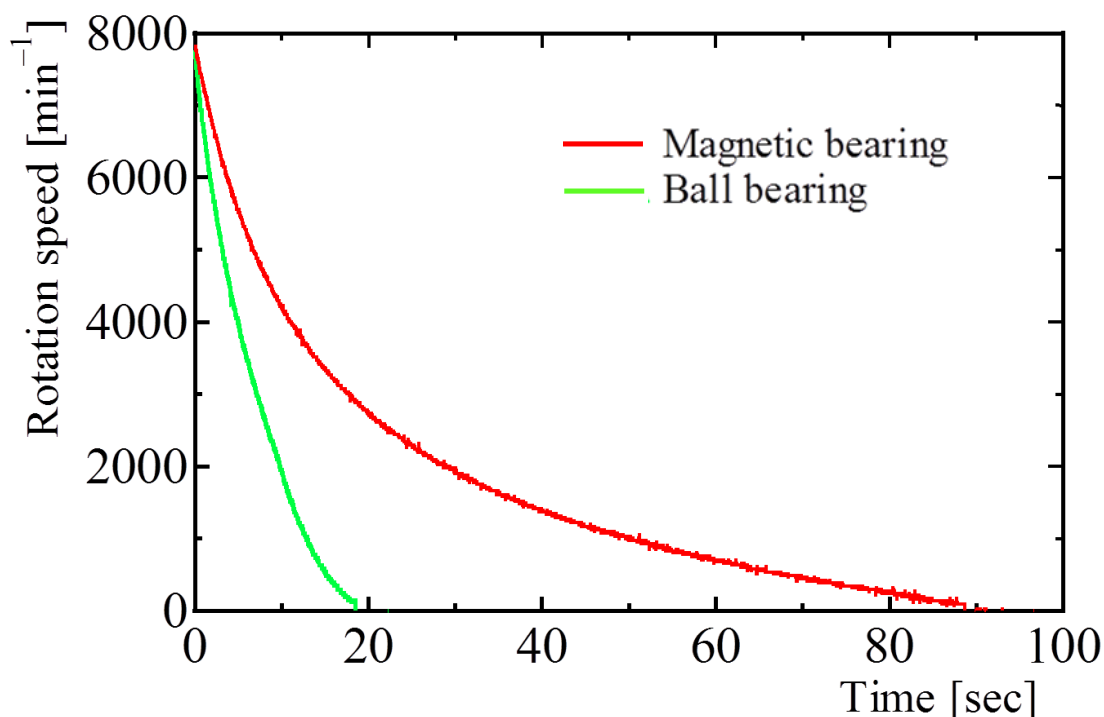


図 3.12.フリーラン試験の結果

第4章 省電力渦電流式変位センサ

開発した磁気浮上型水力発電機を用いて発電特性の評価を行った結果、発電量が小さく（約 3.0 W）、システムを構築する PWM アンプと渦電流式変位センサの消費電力が大きい（PWM アンプ: 12 W、渦電流式センサアンプ: 8 W）ことが分かった。そこで、システム全体の省電力化に向けた取り組みとして、省電力渦電流式変位センサを製作する。非接触変位センサには渦電流式、静電容量式、レーザ式があるが、センサアンプ全体の構造が堅牢で簡単であり、比較的安価に製作可能であること、また、電流の流れない絶縁物は感知せず、水がかかる環境でも影響を受けずに測定が可能であるという理由から渦電流式を採用した。回路シミュレーションにより従来のセンサに比べて消費電力を大幅に低減できることを明らかにする。さらに低消費電力渦電流式センサを製作し、諸特性を明らかにすることを目的とする。

4.1 渦電流式センサの動作原理

提案する低消費電力渦電流式変位センサの簡単な動作原理を説明する。渦電流式センサは電源、発振回路、共振回路、検波回路により構成される。発振回路からセンシングコイルに高周波信号を供給することで、コイルは高周波磁束を発生させる。図 4.1 に示す様に、被測定物の表面には渦電流が発生し、センシングコイルのインピーダンスが変化する。この変化を共振回路出力の電圧変化として取り出し、検波回路により直流電圧信号に変換することで、エアギャップに比例した電圧を出力する。

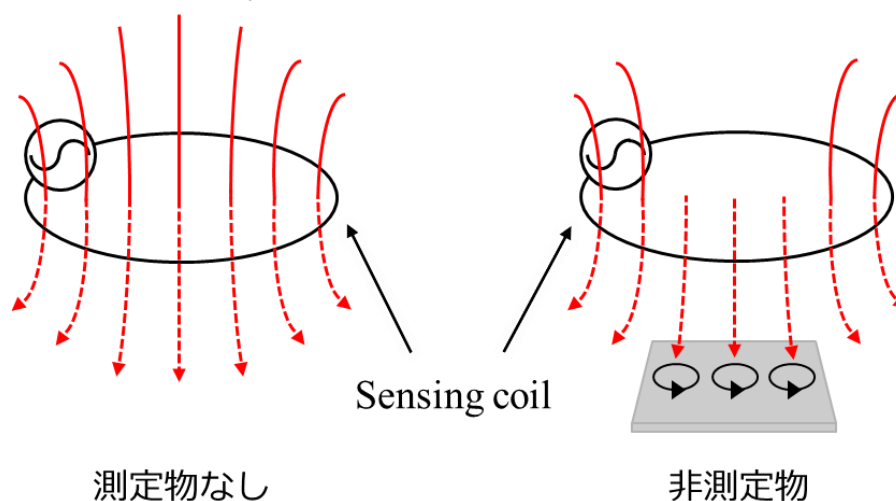


図 4.1. 渦電流式センサの動作原理

4.2 渦電流式センサ回路の設計

提案する低消費電力変位センサの回路図を図 4.2 に示す。本センサは直流電源、発振回路、共振回路、検波回路から成る。発振回路からセンシングコイルに高周波信号を供給することで高周波磁束を発生させる。発振回路にはクロックジェネレータ（東芝，74HC4060AP）を用い，発振周波数は 1 MHz とした。センシングコイルの自己共振周波数は，発振回路から出力される矩形波の周波数よりも大きな値となる必要があるため，自己共振周波数 3.8 MHz のコイル（太陽誘電，LHL10TB101K）を用いる。コイルは図 4.3 に示す。バッテリー電圧が 12 V であるのに対し，クロックジェネレータの動作可能電圧範囲が 2.0 V～6.0 V であるため，ツェナーダイオードを用いて電圧降下させる必要がある。ツェナーダイオードはツェナー電圧 $V_z=5.6$ V（NEC，RD5.6EB2）を選定した。低消費電力化のため，抵抗 $R4=6.6$ k Ω ($\cong 6.4$ k Ω) として電流約 1 mA を供給する。また，クロックジェネレータの出力安定化のためにトランジスタ Q1 (PNP トランジスタ，A1015)を用いた。ツェナーダイオードによる電圧降下 5.6 V と，トランジスタのベースエミッタ間電圧 ($V_{be}=0.7$ V) を考慮して，クロックジェネレータの出力は $V_{on}=5.0$ V となる。クロックジェネレータの出力を抵抗 R1 と抵抗 R2 で分圧し， $R1=R2$ とすることで，R1 と R2 にかかる電圧が約 2.5 V となる。トランジスタ Q2 (PNP トランジスタ，A1015) のベースエミッタ間電圧 ($V_{be}=0.7$ V) を考慮すると抵抗 R3 にかかる電圧は 1.8 V となるため， $R3=1.8$ k Ω とすることで，R3 に流れる電流を約 1 mA と定めた。クロックジェネレータの駆動電流は 4 μ A と微小であるが，出力電流は約 1 mA である。従って発振回路の消費電流は，ツェナーダイオードを流れる電流クロックジェネレータの消費電流の和より，約 2 mA となる。

回路全体の消費電流は約 3 mA（発振回路: 2 mA，共振回路: 1 mA）であり，電源電圧は 12 V であるため，消費電力は約 0.036 W となる。市販のセンサ（KEYENCE，EX-202）の消費電流は 172 mA，消費電力は 2.06 W である。従って，提案する変位センサは，市販のセンサに比べて消費電力を約 1.7 %に低減できると考えられる

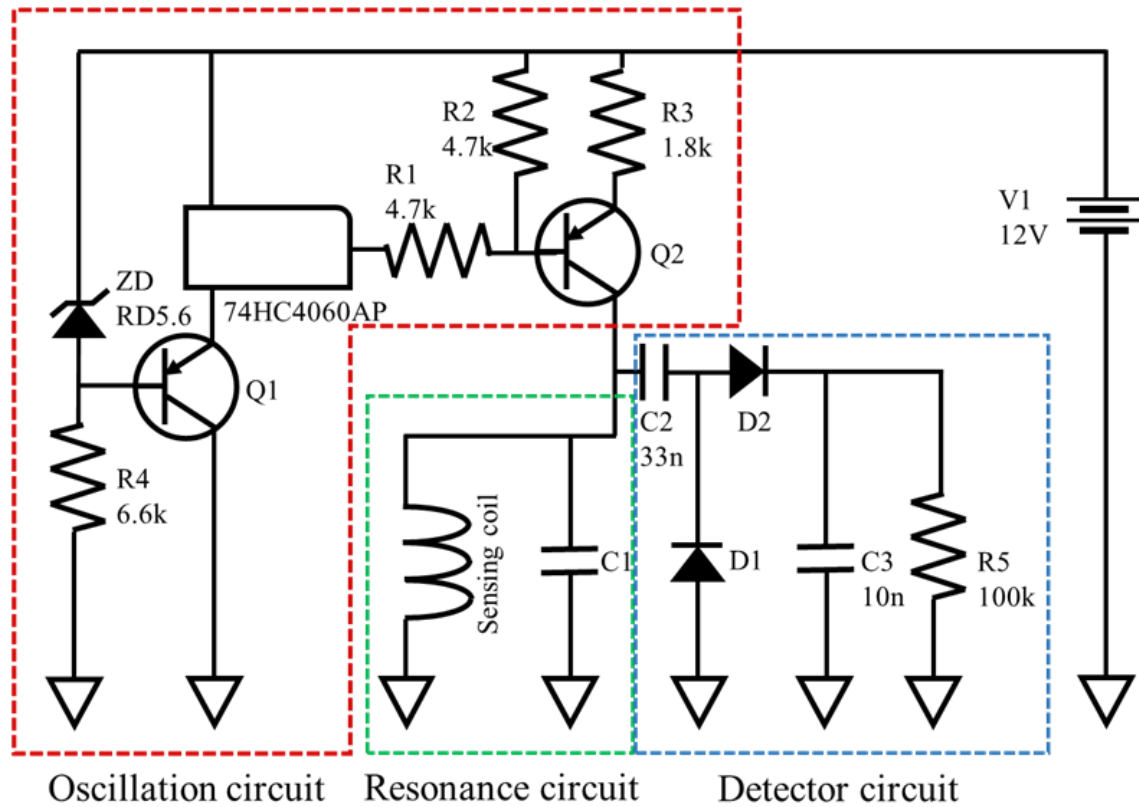


図 4.2.提案するセンサの回路図



図 4.3. センシングコイル (太陽誘電, LHL10TB101K)

4.3 回路シミュレーション

4.3.1 インダクタンス値の測定範囲

シミュレーションを行うにあたり，センシングコイルと実際の被測定物とのギャップの変化に対するインダクタンスの変化量を測定する。ここで測定範囲について説明する。変位センサの測定範囲はセンシング方式，またその用途によって様々である。市販の渦電流式変位センサの測定範囲は最大でも 5 mm 程度であり，本システムに用いているセンサ（KEYENCE，EX-202）の測定範囲は 2 mm である。図 4.4 に磁気浮上型水力発電機を正面から見た断面図を示す。測定範囲を決定するためには，被測定物の最大変位を求めればよく，ここでは垂直方向を考える。装置の構造上，ロータが傾いた時に接触する箇所は補助軸受であるので，図 4.4 のうち左側の補助軸受上部，右側の補助軸受下部とロータが接触している状態を想定する。このときのロータの傾き θ° とすると，ロータの内径は 29 mm，補助軸受の外径は 30 mm であるので $\tan\theta=0.01$ となる。次に，センサホルダ間は 121 mm であるので，センサホルダ直下の最大変位は 1.34 mm と算出できる。測定範囲は少し余裕を持たせて 1.50 mm がよいと考えたが，センサヘッドを治具に固定する作業は手で行うため更に余裕を持たせるのが妥当だと判断した。従って，更に余裕を持たせて 2.00 mm とした。

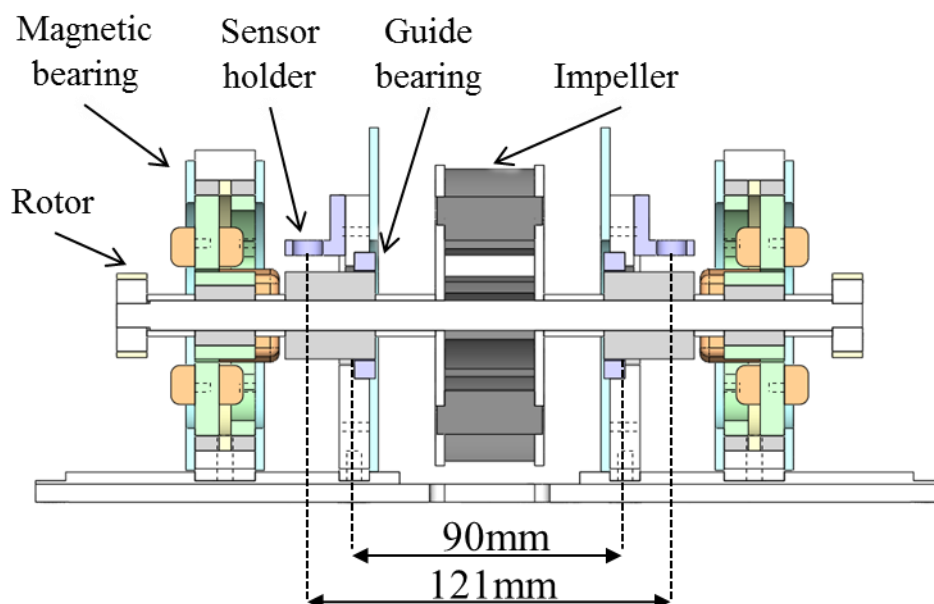


図 4.4.磁気浮上型水力発電機の断面図

4.3.2 インダクタンスの測定

測定には、周波数特性分析器（NF 回路設計，FRA5095，以下 FRA）を使用した。測定回路図を図 4.5，測定の様子を図 4.6 に示す。リニアスライドにより被測定物とセンシングコイルのエアギャップ x を 0 mm～2.0 mm まで 0.5 mm ずつ変化させて，コイルに 5 V，1 MHz の一定周波数 f を入力した際にコイルに流れる電流を測定した。測定結果を g_x dB とすると，ゲイン G は次式となる。

$$g_x = 20 \log_{10} |G| \quad (1)$$

$$G = 10^{\frac{g_x}{20}} \quad (2)$$

また，コイルのインピーダンス Z は次式となる。

$$Z = \frac{1}{G} [\Omega] \quad (3)$$

コイルのインダクタンスを L とすると，インダクタンスとインピーダンスの関係は次式で与えられる。

$$L = \frac{Z}{2\pi f} [H] \quad (4)$$

従ってインダクタンス L は式 (1)，(2)，(3) を式 (4) に代入して得られ，次式で与えられる。

$$L = \frac{Z}{2\pi f} = \frac{1}{2\pi f G} = \frac{1}{2\pi f \times 10^{\frac{g_x}{20}}} [H] \quad (5)$$

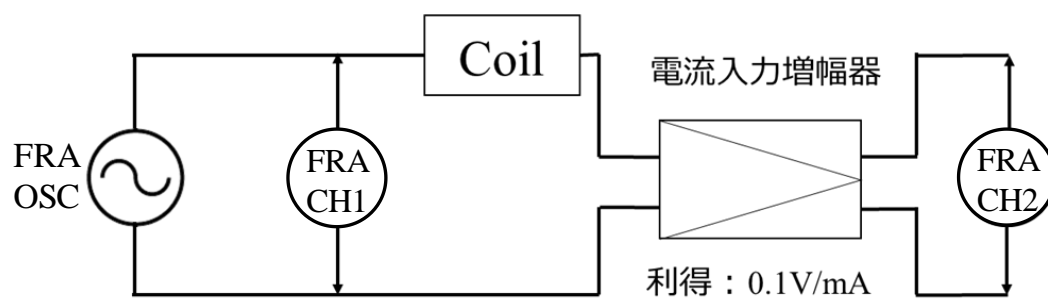


図 4.5.測定回路図

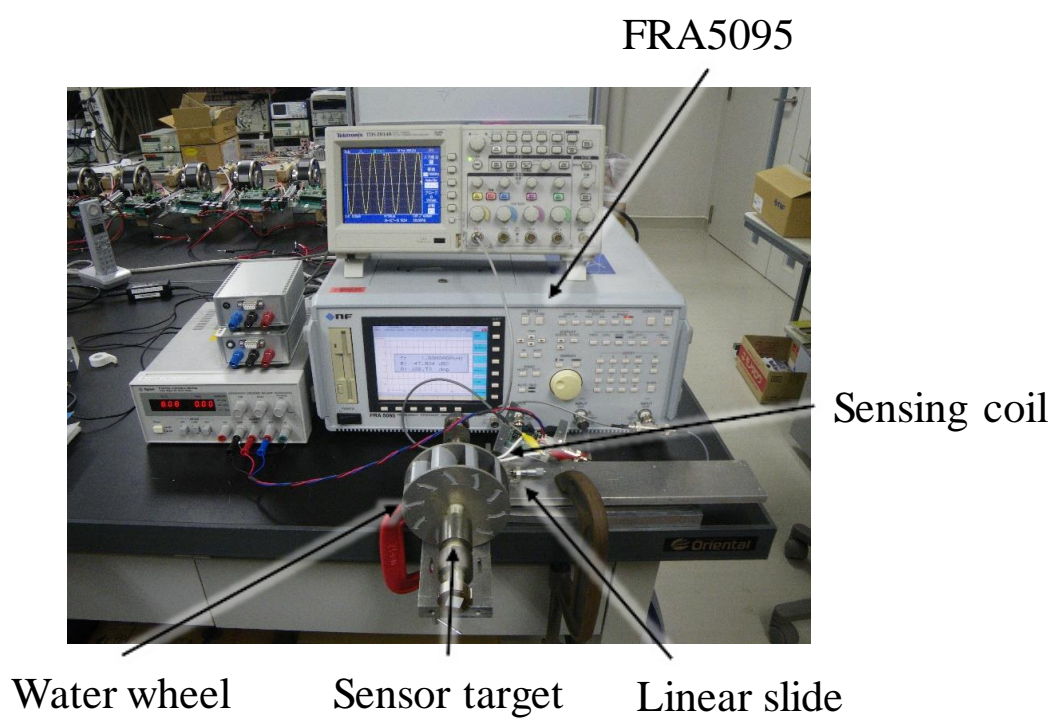


図 4.6.インダクタンスの測定の様子

FRA を用いたインダクタンスの測定結果を図 4.7 に示す。ギャップが大きくなるにつれインダクタンスが増大する様子が分かった。しかしながら測定システムにはコイルと FRA を接続する同軸線の浮遊容量を含むため、測定結果は浮遊容量に起因する誤差を含むと考えられる。

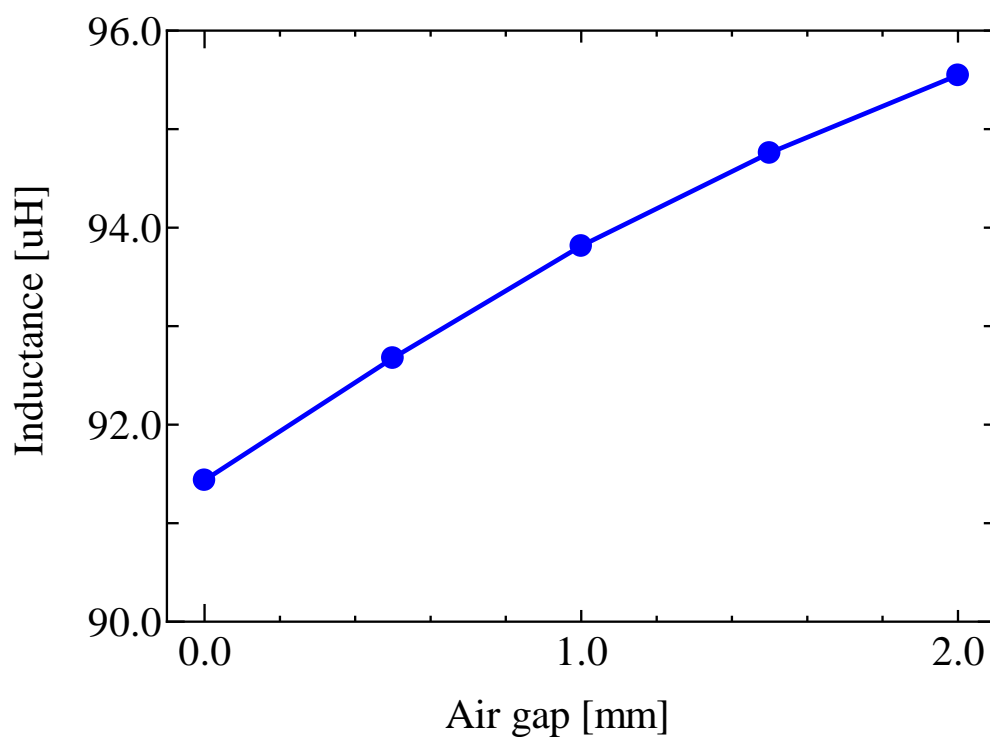


図 4.7.ギャップとインダクタンスの関係

4.3.3 回路シミュレーション

シミュレーションには回路シミュレータ LTspice を使用する。また，周波数特性分析器 (NF 回路設計, FRA5095)を用いてセンシングコイルと被測定物のギャップの変化に対するインダクタンスの変化量を測定し，実測した値を使用する。共振回路のキャパシタ C2 を変化させたときの検波回路の出力電圧を計算した。シミュレーション回路を図 4.8，シミュレーション結果を図 4.9 に示す。

(a) C2=222pF の場合，エアギャップが 1.5mm 以上の範囲で非線形となった。
(b) C2=225pF の場合，センサゲイン 2.42V/mm が得られた。しかし，デジタルコントローラの AD コンバータの動作可能な入力電圧範囲は 0V～5V であるため，検波回路の出力電圧をオペアンプを用いて 0V～5V の範囲にオフセットする必要がある，消費電力の増加が懸念される。一方，(c) C2=203pF の場合，検波回路の出力電圧は 3.39V～4.86V であるため，オフセットの必要がない。しかし，センサゲインは 0.74V/mm と小さいため，磁気ベアリングの制御性能に影響を及ぼす可能性がある。

回路シミュレータ LTspice を用いて，回路シミュレーションを行った。出力電圧を図 4.9 に示す。(a) C1=235 pF の場合，エアギャップが 1.5 mm 以上の範囲で非線形となった。(b) C1=225 pF の場合，センサゲインは 2.42 V/mm，直線性は 1.22 %F.S.が得られた。(c) C1=203 pF の場合，センサゲインは 0.74 V/mm 直線性は 2.28 %F.S.が得られた。(b) の場合，センサゲインは市販のセンサ (2.5 V/mm) と同等になった。しかしながら，デジタルコントローラの AD コンバータの動作可能な入力電圧範囲は 0 V～5.0 V であるため，オペアンプを用いて検波回路の出力電圧を 0 V～5.0 V の範囲にオフセットする必要がある。(c) の場合，センサゲインが市販のセンサよりも小さく，磁気ベアリングの制御性能に影響を及ぼす可能性が考えられる。しかしながら，検波回路の出力電圧は 0V～5.0V の範囲でありオフセットの必要はない。そこで，共振回路のキャパシタを (b) C1=225 pF と (c) C1=203 pF の 2 種類として回路を実際に製作し，諸特性を明らかにする。

検波回路にはダイオード検波回路を用いた。C2 と D1 は Q2 コレクタ側の直流成分をカットするために挿入する。シミュレーションの結果，検波回路のカットオフ周波数 f_c が高いとリップルが大きくなることが分かった。リップルを小さくするために $f_c=800$ Hz に下げる必要がある。そのために整流用コンデンサ C3=2.2 nF とした。

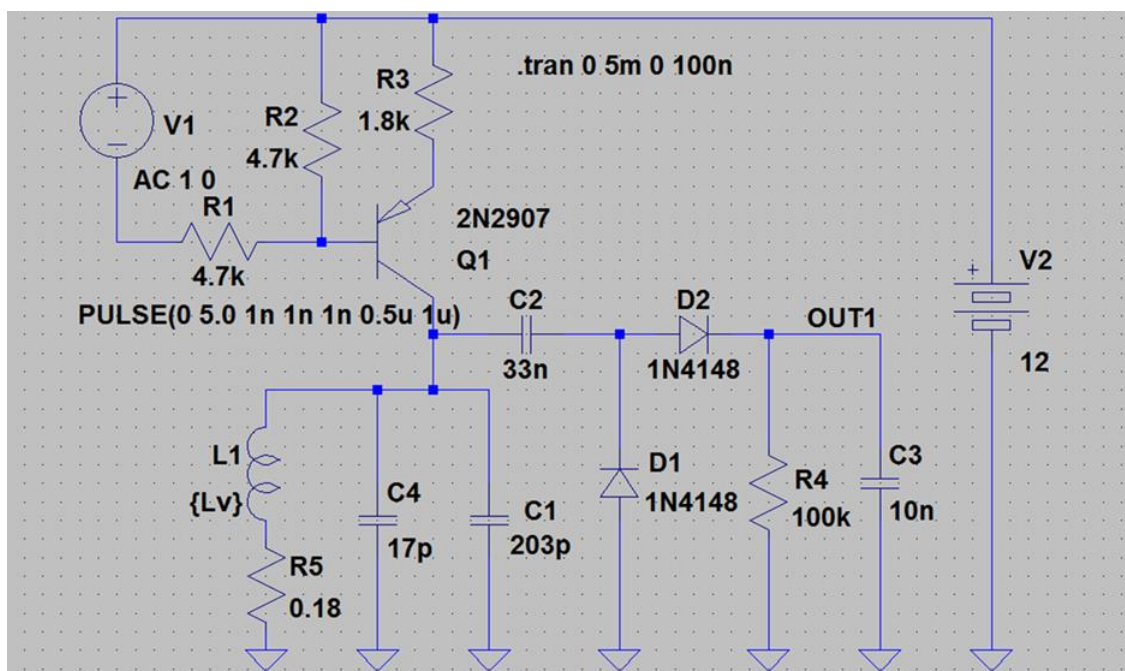


図 4.8.シミュレーション用回路図

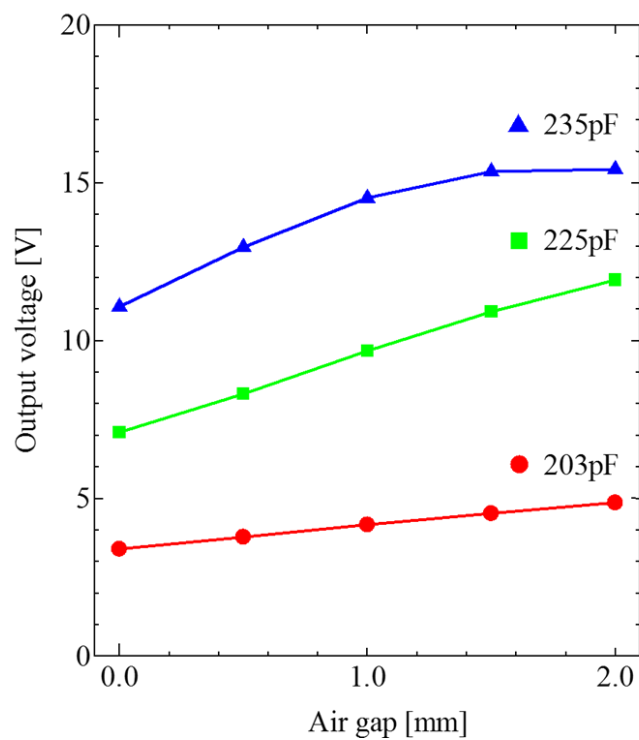


図 4.9.シミュレーション結果

4.4 渦電流式センサの製作

発振回路の回路図を図 4.10 に示す。水晶振動子の周波数は 16 MHz である。そこで IC 内の分周器を用いて 1 MHz の信号を取り出す。1 MHz 以上の信号を出力する場合、抵抗 $R_4 > 1 \text{ M}\Omega$ ，合成抵抗 $C_4 + C_5 + C_6 > 10 \text{ pF}$ とした条件で CR 定数を決定する必要があるため、抵抗 $R_4 = 1 \text{ M}\Omega$ ，トリマコンデンサ $C_4 = 4.2 \text{ pF} \sim 20 \text{ pF}$ ，静電容量 $C_5 = 10 \text{ pF}$ ，静電容量 $C_6 = 22 \text{ pF}$ とした。

発振回路の出力を図 4.11 に示す。ツェナー電圧 $V_z = 5.6 \text{ V}$ のツェナーダイオードを用いたとき、シミュレーションでは発振回路の出力電圧は $T_{on} = 5.0 \text{ V}$ となったが、実際に製作した回路では、 $T_{on} = 4.3 \text{ V}$ であった。原因としては、設計した電圧降下を満たすためにはツェナーダイオードに供給する電流を 100 mA としなければならないが、低消費電力化のために供給電流を 1 mA としたため、 5.0 V しか電圧が降下しなかったためである。そこでツェナー電圧 $V_z = 6.2 \text{ V}$ の場合についても検証を行った。 $V_z = 6.2 \text{ V}$ の場合に $T_{on} = 5.4 \text{ V}$ となり設計した値に近い。しかし、オーバーシュートの瞬間に 6.0 V を超えるため、クロックジェネレータが破損する可能性がある。以上より、発振回路の出力は $T_{on} = 4.3 \text{ V}$ と低くなるが、安定性を考慮し、ツェナーダイオード (NEC, RD5.6EB2) を用いて発振回路の出力は $T_{on} = 4.3 \text{ V}$ とする。発振周波数は 1 MHz で安定しており、シミュレーションと同等の値が得られた。完成した発振回路の写真を図 4.12 に示す。

共振回路はセンシングコイル (インダクタンス L ，内部抵抗 $R = 1.1 \Omega$ ，浮遊容量 $C = 17.5 \text{ pF}$ から成る) と共振周波数を変調する共振用コンデンサ C_1 の並列回路である。本装置はセンシングコイルとセンサ回路を約 2.0 m の同軸線で接続する。従って C_1 は同軸線 (5C-2V, 67 pF/m) $C_{co} = 133.2 \text{ pF}$ ，セラミックコンデンサ $C_{ce} = 22 \text{ pF}$ ，トリマコンデンサ $C_t = 9.8 \text{ pF} \sim 60.0 \text{ pF/m}$ の和となる。製作した低消費電力渦電流式センサの写真を図 4.13 に示す。センシングコイルは長さ 2 m の同軸線の先端部に取り付けた。センサ回路の出力は BNC コネクタから取り出す。

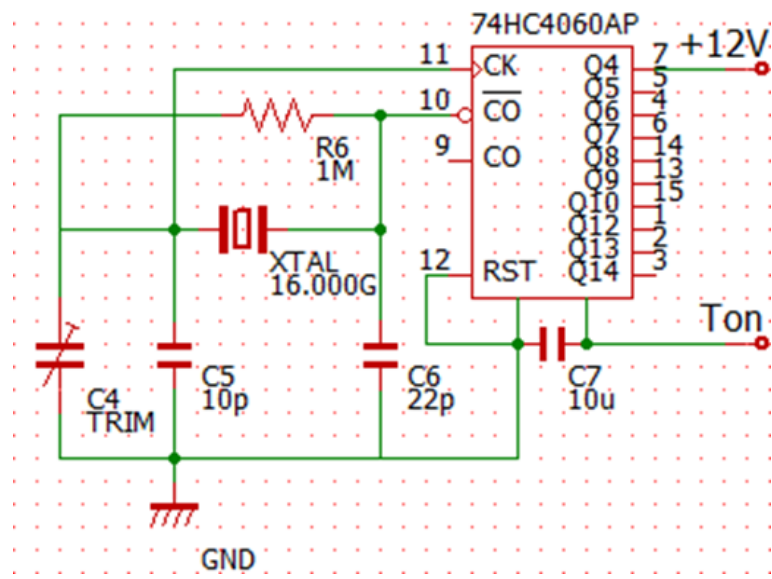


図 4.10.発振回路の回路図

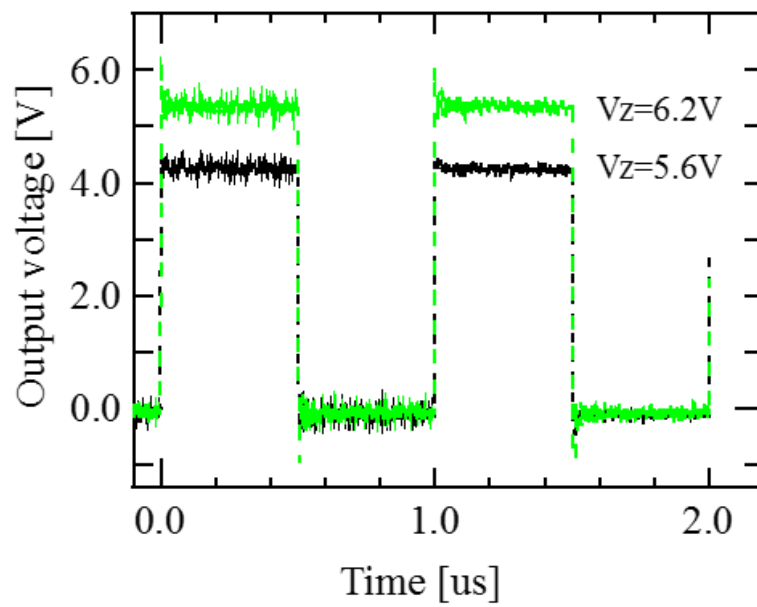


図 4.11.発振回路の出力電圧

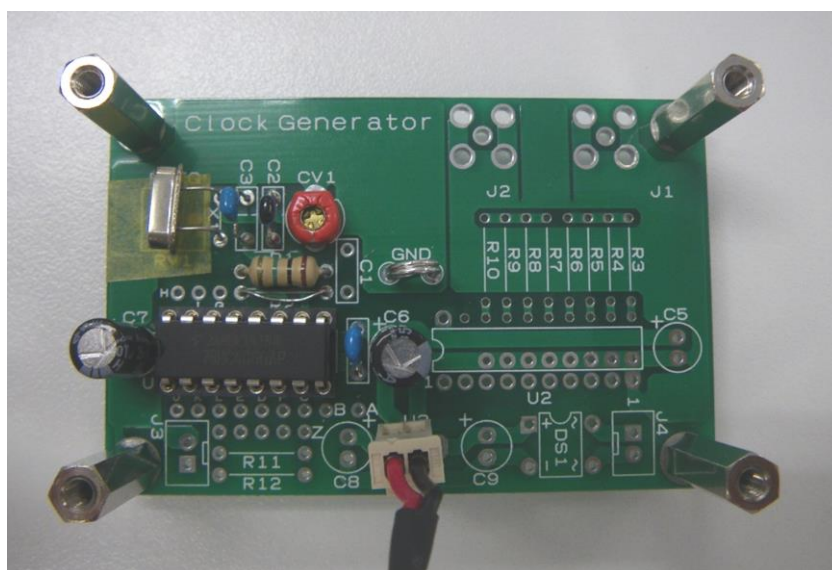


図 4.12.製作した発振回路

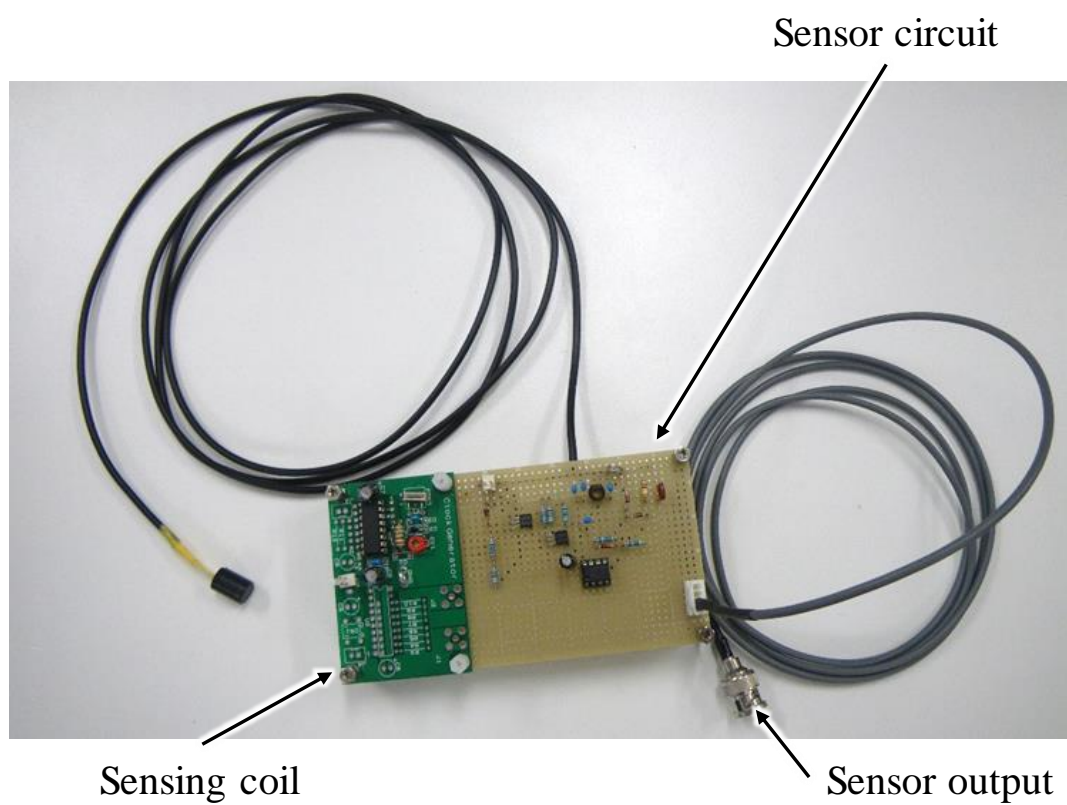


図 4.13.製作した省電力渦電流式変位センサ

4.5 結果と考察

製作したセンサの特性を明らかにするために，被測定物とセンシングコイルのエアギャップ x を 0 mm~2.0 mm まで 0.5 mm ずつ変化させた際のセンサゲイン，消費電流を測定した。

4.5.1 センサ回路の電圧出力

電圧出力の測定結果を図 4.14 に示す。(b) $C1=225$ pF の場合はセンサゲイン 0.32 V/mm，直線性 1.50 %F.S. が得られた。(c) $C1=203$ pF の場合はセンサゲイン 0.08 V/mm，1.19 %F.S. が得られた。直線性はシミュレーションの結果と同程度の数値となった。しかし，センサゲインがシミュレーションの結果より小さかった。その原因としては，発振回路の出力 T_{on} が設計値より低かったことと，FRA を用いて測定したインピーダンス Z の誤差であると考えられる。センサ回路はユニバーサル基盤に実装しており，1 MHz の高周波による配線インダクタンスの影響が大きく出てしまっている可能性がある。さらに，被測定物とセンシングコイルが接近した時にセンシングコイルのインダクタンスのみが変化すると想定してシミュレーションを行っていたが，実際にはインダクタンスだけではなく直流抵抗成分も変化しているためであると考えられる。しかし，センサゲインは小さいものの良好な直線性が得られた。

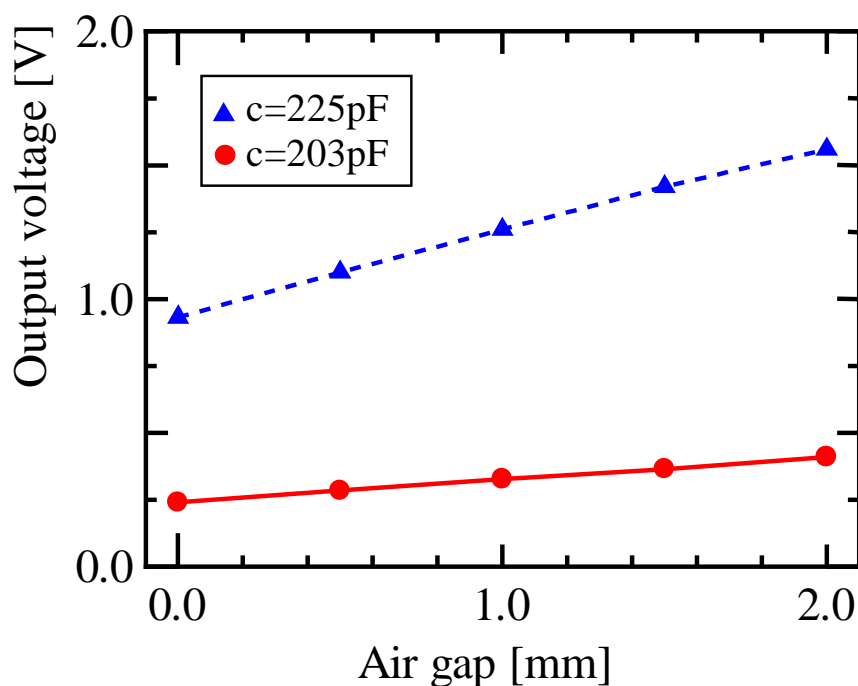


図 4.14. センサの電圧出力

4.5.2 センサ回路の消費電力

回路の消費電流を図 4.15 に示す。回路の消費電流は (b) $C1=225\text{ pF}$, (c) $C1=203\text{ pF}$ どちらの場合もギャップによらずに 3.6 mA であり, 消費電力を従来の 2.1% 程度に低減することができた。センサ回路は, 回路の消費電流が 3.0 mA となる素子を用いて設計したが, 0.6 mA の誤差が生じた。消費電流は主に図 6 抵抗 R_{RR} で決定されるが, 各抵抗素子が持つ公称値 \pm 数%の誤差が電流値に影響を与えているため発生した誤差だと考えている。

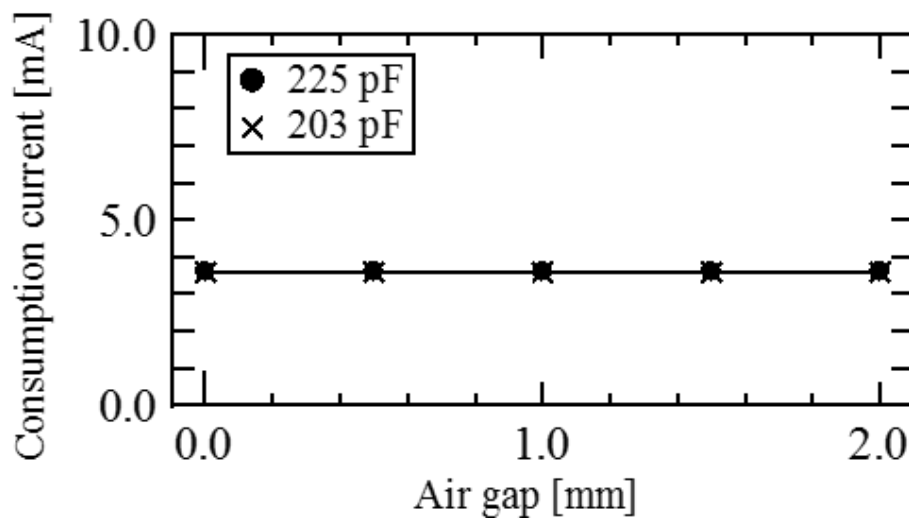


図 4.15. センサの消費電流

4.5.3 回路中素子の選択

被測定物とセンシングコイルのエアギャップを 0 mm～2.0 mm まで 0.5 mm ずつ変化させた際の出力波形を観測した。(b) $C1=225\text{ pF}$, (c) $C1=203\text{ pF}$ とともに、すべてのエアギャップでリプル電圧の最大値はほぼ等しかったため、(b) $C1=225\text{ pF}$ の場合、エアギャップが 1.0 mm の時の出力波形を図 4.16 に示す。測定結果の直流成分は $E_d=1.295\text{ V}$ 、リプル電圧の最大値は $E_a=0.007\text{ V}$ より、リプル率 M は 0.5 %であることが明らかになった。(b) $C1=225\text{ pF}$ は、(c) $C1=203\text{ pF}$ と比較するとセンサゲインが大きいいため、相対的にリプルの影響を受けにくいと考えられる。今後は (c) $C1=203\text{ pF}$ を用いて装置に適用することを考えている。

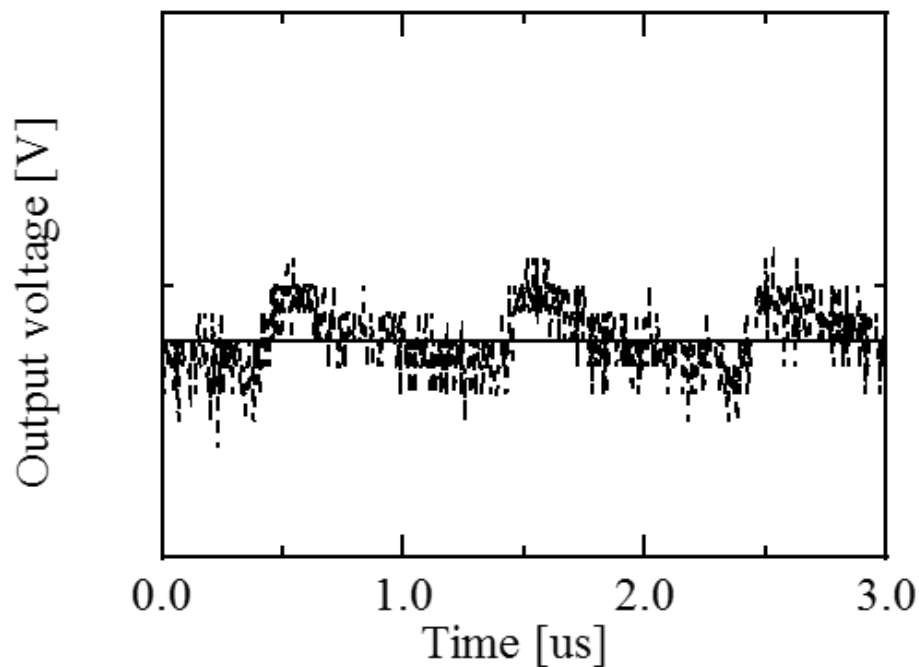


図 4.16.出力波形のリプル成分

4.5.4 省電力渦電流式センサの今後の取り組み

センサの電圧出力、消費電流を明らかにして、回路を構成する素子を決定した。しかし、センサの応答速度については測定を行っていないため、センサの応答速度を測定する。測定方法は未定だが、回転子の表面に凹凸を持つモータを用意して、その凹凸をセンシングすることによるセンサ出力電圧の変化を観測することで明らかにできると考える。

磁気浮上型水力発電機は河川等の屋外で使用するため、回路の温度補償を行わなければならない可能性がある。センサ回路にはトランジスタやダイオードといった温度で特性が変化する素子を用いており、屋外で扱う場合に外気温が回路に与える影響を調べる必要がある。また、その影響をできるだけ小さくする工夫も検討する必要がある。

本装置において渦電流式センサは 4 台必要だが、製作したセンサは 1 台のみである。今後は複数のセンサを製作し、それぞれの性能を明らかにする。また、本装置は被測定物の水平方向変位と垂直方向変位をセンシングして浮上制御を行う。従って、水平方向変位と垂直方向変位を読み取る 2 つのセンシングコイルが、被測定物の周囲に近接した状態で固定されている（図 2.2, 参照）。この場合、センシングコイル同士が高周波磁束により干渉（ビートノイズ）を起こさないか、確認をする必要がある。その後、水車の浮上実験を行いシステムに組み込む。

第5章 充電システムの開発

充電システムについて説明する。本システムの最終的なアプリケーション像は、1つの鉛蓄電池を駆動電源として装置の浮上制御を行い、発電した電力を駆動電源に回生して余剰電力を他の鉛蓄電池に蓄電するシステムである。しかし、現在は発電した電力を鉛蓄電池に回生する設備を備えていない。従って充電システムの開発を目的とする。

5.1 充電システム全体の構成

図 5.1 に充電システム全体の構成を示す。従来のシステムは DC12V のバッテリーを主電源として磁気浮上システムを駆動し、発電機は水車とマグネットカップリングを介して動力の伝達を行っていた。しかし、発電機の出力は開放状態で、主に発電量の測定に用いるのみに留まった。従って、充電システムを構築する初歩的な段階として、流水実験用施設で発電した電力を別のバッテリーに蓄電するシステムを製作する。駆動用バッテリーへの回生方法は検討中であるため点線で示している。

提案する充電システムは図 5.1 に示すように、発電機の出力を昇降圧コンバータ（以下、バッテリー・チャージャ）で昇降圧しバッテリーへと充電電流を流す。バッテリー・チャージャを設計するにあたり SEPIC（Single Ended Primary Inductance Converter）定電流／定電圧バッテリー・チャージャ用 IC，LT1512 を採用する。LT1512 の絶対最大定格入力電圧は 30V である。屋外流水実験用施設で発電実験を行った測定結果を図 2.14 に示したが、このときの発電条件は水の有効落差 1m，流量 3.3 L/sec，発電機出力電圧は 12.1V であったので、学内で実験を行う上では仕様を十分に満たしている。

また、発電機とバッテリー・チャージャの間には電圧リミッタを接続する。電圧リミッタとは、回路素子の絶対最大定格以上の電圧が入力されないように制限をかける回路であり、本研究のように自然エネルギーを扱うような場合には、電圧変動に備えて必要となる。

図 5.1 には示していないが、バッテリーへの充電状態を目視で確認できるコンパレータ回路の設計を行う。LT1512 は充電するバッテリーの端子間電圧をセンシングするため、ある時点で充電電流を停止するが、見た目では充電状態を認知できない。従って、バッテリーの端子間電圧をセンシングすることで充電中であれば LED が点灯し、充電が終了すると LED が消灯する回路を製作する。

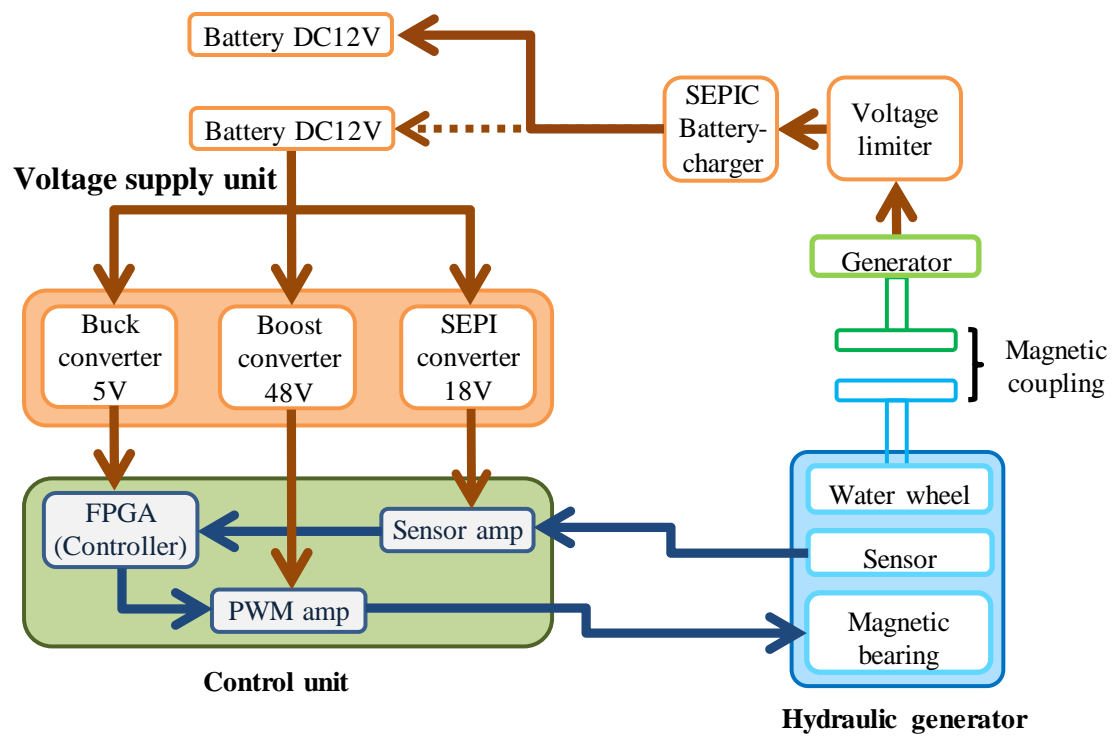


図 5.1.充電システム全体の構成

5.2 電力変換器

本システムの主電源である鉛蓄電池の充電方法には定電圧充電法、定電流充電法がある。

定電圧充電法はバッテリーに 14.5 V~15.0 V 程度の電圧を加えて充電する。初めは大きな電流が流れ、端子間電圧が大きくなると電流は小さくなる。しかし、バッテリーは放電深度が高い場合には端子間電圧が 10.5 V まで低下し、内部の抵抗は数十 mA（バッテリーの状態により異なり、劣化すると内部抵抗は大きくなる）と小さいため、大電流が流れ込む原因になる。このことはバッテリーの劣化や故障に繋がるため、問題である。従って、定電圧充電法を用いる場合は電流制限を設けるのが一般的である。自動車に採用されるオルタネータとレギュレータによる充電は定電圧充電法であるが、電流制限を行っている。

定電流充電法はバッテリーの時間率容量の 1/10 程度の電流で時間をかけて充電する。しかし、充電が終了しても電流を流そうとするため、過充電にならないように対策が必要である。一般的には、電力変換器にタイマーを組み込み一定の時間で電流を遮断する、端子間電圧を検出して電流を遮断する、トリクル充電に移行する、とした工夫が必要となる。

本システムでは主電源の劣化が望ましくないため、定電流充電法を用いることにした。また、発電機の出力電圧は水車に流れ込む水の流量により変動し、バッテリーの端子間電圧よりも大きな値や小さな値となる。そこで SEPIC（Single Ended Primary Inductance Converter）定電流／定電圧バッテリー・チャージャ（LINEAR TECHNOLOGY, LT1512, 以下 LT1512）を用いて、昇降圧コンバータを製作する。LT1512 は定電流／低電圧バッテリー・チャージャを構築するため構成された 500 kHz 電流モード・スイッチング・レギュレータである。通常の電圧帰還ノードに加えて、SEPIC 構成チャージャの出力電流を正確に制御するための電流検出回路を内蔵している。

LT1512 を用いたバッテリー・チャージャの回路図を図〇に示す。LT1512 の FB ピンは正の出力電圧の検知に使用される電圧エラーアンプの反転入力である。FB ピンに接続した抵抗 R1, R2 はバッテリーの端子間電圧を検出する。このアンプの非反転入力端子は IC 内部で 1.245 V リファレンスに接続されており、電圧リミッタとして機能する。従ってバッテリー・フロート電圧 V_{BAT} とすると抵抗 R1 は以下の式で算出する。

$$R1 = \frac{R2(V_{BAT} - 1.245)}{1.245 + R2(0.3\mu A)} \quad (1)$$

式中の 0.3 μA は FB ピンの標準バイアス電流である。また、抵抗 R2=41.2 k Ω と

推奨されている。一般的にバッテリー・チャージャのフロート電圧は 13.5 V~13.8 V であるので、 $V_{BAT}=13.7\text{ V}$ とすると $R1=408\text{ k}\Omega$ と算出できる。

LT1512 の I_{FB} ピンは電流帰還ピンで、充電電流の検知に使用される電流センス・アンプへの入力である。バッテリー端子間電圧が指定した電圧より低くなると充電電流を制御し、回路が定充電電流で動作する間、 I_{FB} ピンは -100 mV で安定する。抵抗 $R5=24\text{ }\Omega$ 、コンデンサ $C1=22\text{ }\mu\text{F}$ で LPF を形成し、センス抵抗 $R4$ のパルス電流を平滑電流帰還信号に変換する。従って定充電電流 I は以下の式で算出する。

$$I = \frac{100\text{ mV}}{R4} \quad (2)$$

今後、構成要素を製作することでシステム全体の省電力化を図ることを考慮して、 $R4=0.2\text{ }\Omega$ として $I=0.5\text{ A}$ に設定した。

V_{in} は入力電圧ピンであり、IC に内蔵された回路を駆動する。絶対定格電圧は 30 V となっている。

V_c ピンはソフトスタートや電流制限に使用できるが、ここでは周波数補償に用いる。ループ周波数補償は、 V_c ピンからグランド直結する直列 RC 回路で実行される。

製作したバッテリー・チャージャの写真を図 5.3 に示す。回路図 5.2 で示した $L1$ 、 $L2$ は $33\text{ }\mu\text{H}$ の低損失トロイドコアを用いた。また回路中の各素子は

$$\begin{aligned} C3 &= 1.0\text{ }\mu\text{F} // 1.0\text{ }\mu\text{F} // 0.22\text{ }\mu\text{F} = 2.2\text{ }\mu\text{F}, \\ R1 &= 200\text{ k}\Omega + 200\text{ k}\Omega + 4.3\text{ k}\Omega + 3.7\text{ k}\Omega = 408\text{ k}\Omega, \\ R2 &= 20\text{ k}\Omega + 20\text{ k}\Omega + 1.2\text{ k}\Omega = 41.2\text{ k}\Omega, \\ R5 &= 47\text{ }\Omega // 47\text{ }\Omega = 24\text{ }\Omega \end{aligned}$$

として配置した。

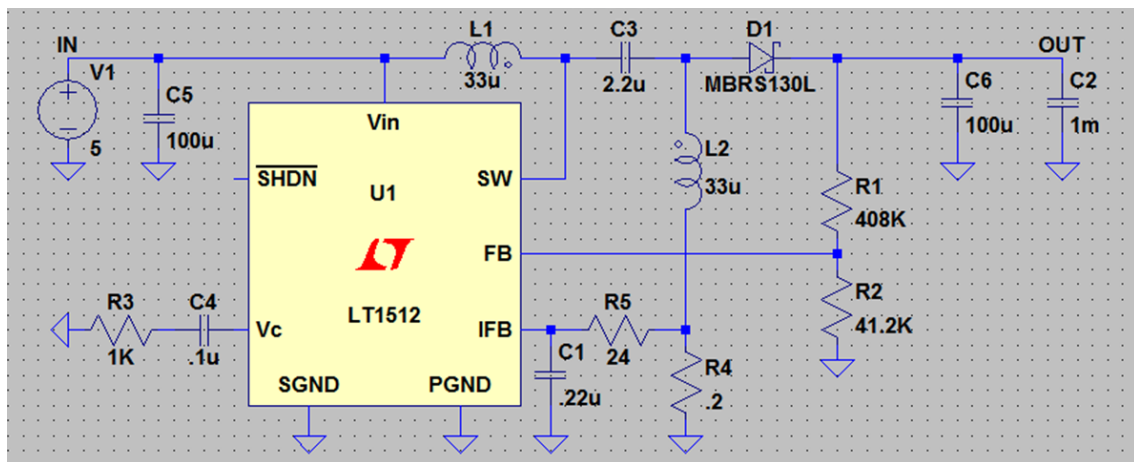


図 5.2.SEPIC 定電流／定電圧バッテリー・チャージャの回路図

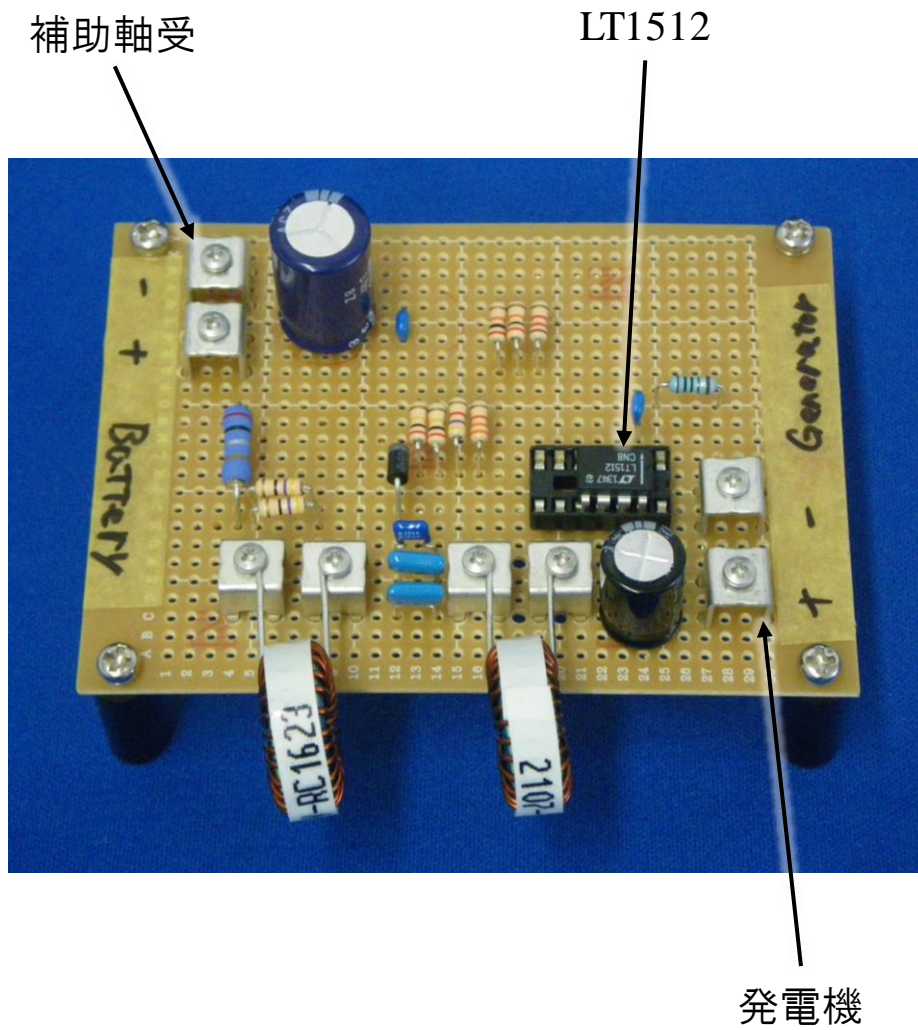


図 5.3.製作したバッテリー・チャージャ

製作したバッテリー・チャージャの試験を行ったので、結果を示す。

入力電圧に対するフロート電圧の関係を図 5.4 に示す。入力電圧はバッテリー・チャージャが動作し始める 2.5 V，流水実験用装置で実験を行ったときの発電機出力電圧最大値 12.1 V，設計時に指定したフロート電圧 13.7 V，IC の絶対定格入力電圧 30.0 V とした。測定した結果，入力電圧に関わらずフロート電圧 $V_{BAT}=13.6\text{ V}$ であり，設計値 13.7 V と差が生じてしまった。設計値と実測値の誤差は以下の式で算出する。

$$error = \frac{(13.61 - 13.70)}{13.70} \times 100[\%] = -0.73\% \quad (3)$$

LT1512 の仕様上，設計値と実測値の誤差は設計値 $\pm 0.42\%$ の範囲で生じるが，それよりも大きな誤差となった。そこで抵抗 R1，R2 の値を測定すると $R1=402\text{ k}\Omega$ ， $R2=41.2\text{ k}\Omega$ であった。そのとき，フロート電圧 V_{BAT} と誤差は以下の式で算出する。

$$V_{BAT} = \frac{R1[1.245 + R2(0.3u)]}{R2} - 1.245[V] = 13.63V \quad (4)$$

$$error = \frac{(13.61 - 13.63)}{13.63} \times 100[\%] = -0.15\% \quad (5)$$

以上より，IC の仕様を満たしていることが示せた。またフロート電圧 V_{BAT} は 13.5 V~13.8 V であればよいので，バッテリー・チャージャとして使用でき，電圧のセンシングも正常に行えることが明らかになった。

次に入力電圧と充電電流の関係を図 5.5 に示す。充電電流は入力電圧が増大するにつれ大きくなり， $V_{in}=30.0\text{ V}$ のとき充電電流 $I=0.49\text{ A}$ となることから，設計通りの動作をしていることが明らかになった。設計値は $I=0.5\text{ A}$ であるので誤差が生じた。500kHz のスイッチングにより，配線 10 mm は約 $0.1\text{ }\Omega$ の抵抗とみなせるので，配線インダクタンスに起因すると考えられる。また，入力電圧とフロート電圧に大きな差があるとき，IC が発熱することがわかった。従って IC にヒートシンクを直接取り付けすることで対策する。

バッテリー・チャージャの効率を図 5.6 に示す。一般的に効率は負荷電流を基準に算出するが，本昇降圧器は 0.5 A の充電電流を出力するバッテリー・チャージャとして製作したので，入力電圧を基準に測定を行った。

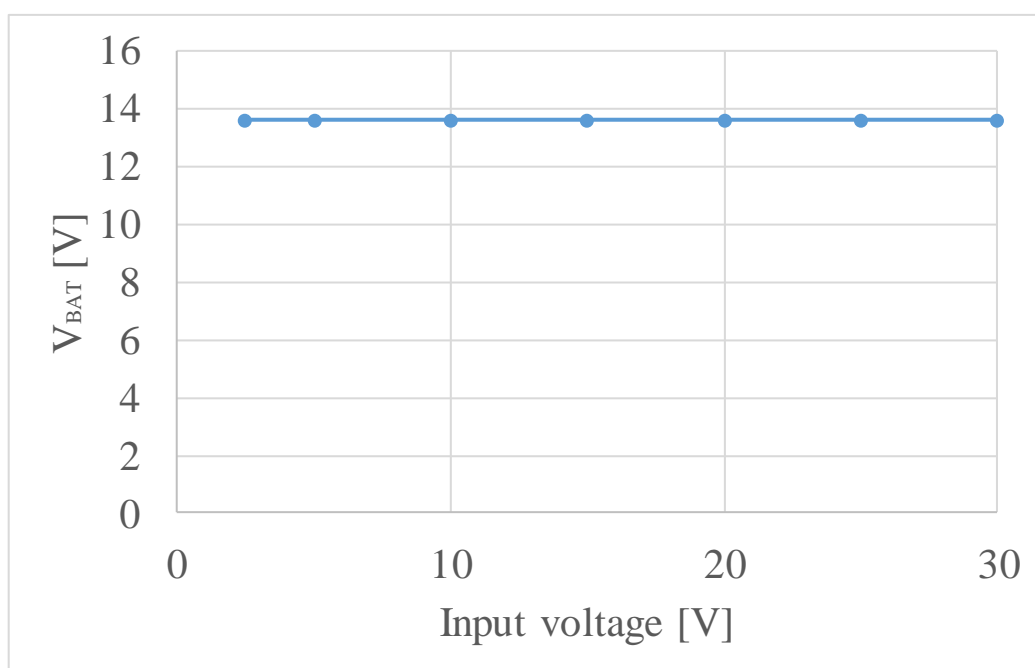


図 5.4. バッテリ・チャージャの入力電圧とフロート電圧の関係

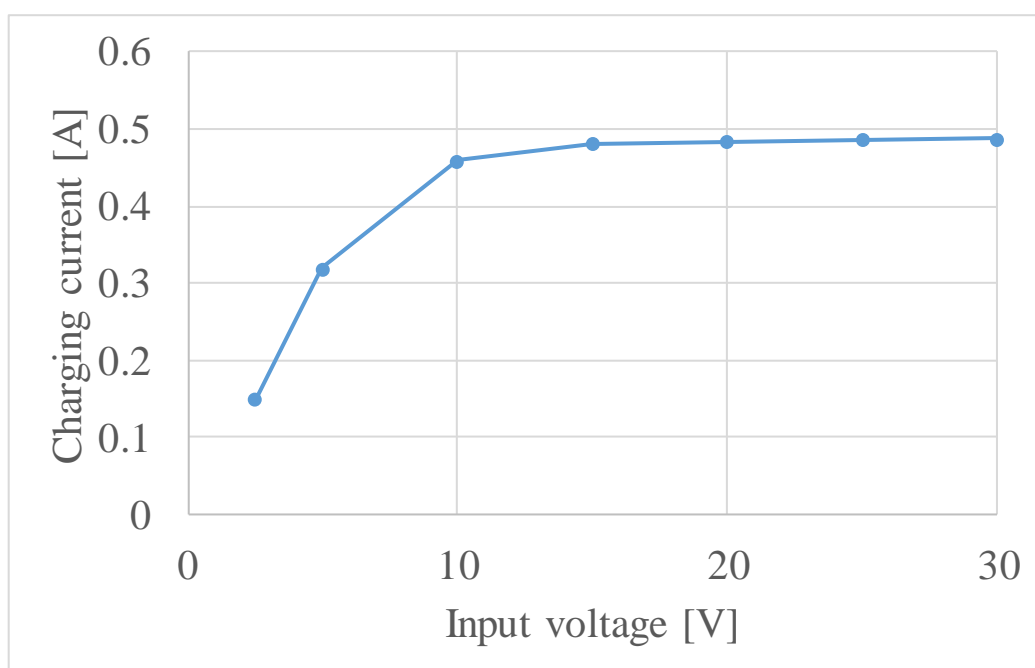


図 5.5. バッテリ・チャージャの入力電圧と充電電流

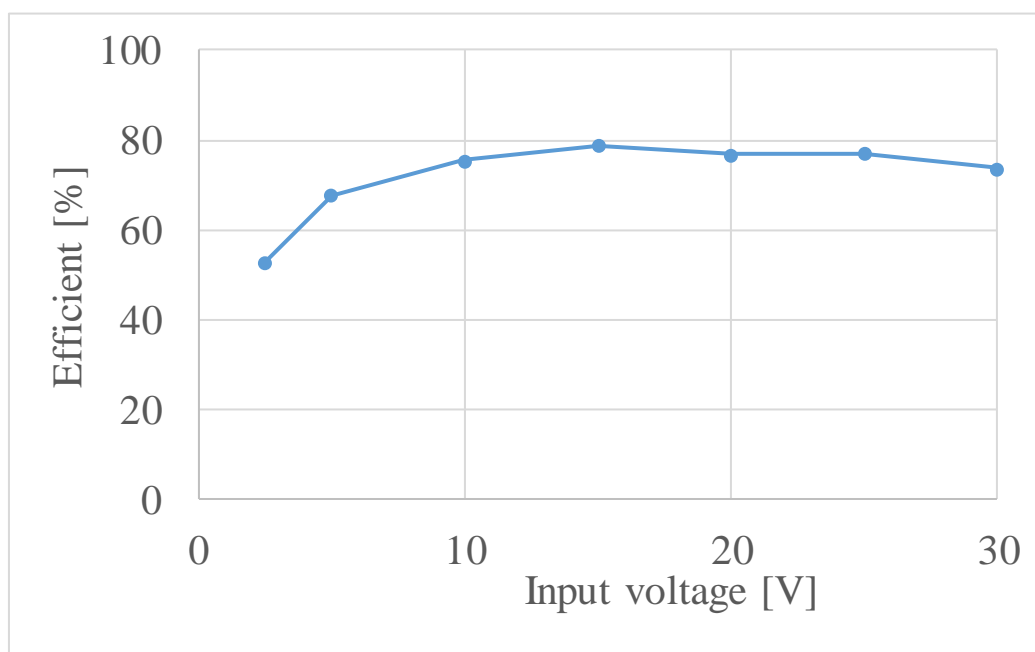


図 5.6. バッテリ・チャージャの効率

5.3 リレー回路の設計

リレー回路について説明する。上記のバッテリー・チャージャは電圧リミッタ付きであるため、バッテリーの放電深度が 0 %に達すると充電が停止する。しかし、システムを目視するだけではバッテリーの充電状態はわからず、その都度、端子間電圧を測定すると手間がかかる。従って、LED を点灯させて充電状態を目視で確認できる回路を製作する。

製作するコンパレータ回路の回路図を図 5.7、ヒステリシスを備えたコンパレータ回路を構成するために動作の説明図を図 5.5 に示す。LT1017 はオープンコレクタ型のコンパレータ IC で、非反転入力端子には抵抗 $1.0\text{ k}\Omega$ 、抵抗 $3\text{ k}\Omega$ で 18.0 V を分圧した 13.5 V が入力されるため、 V_{in} が 13.5 V より小さければ $V_{out}=18.0\text{ V}$ 、 V_{in} が 13.5 V より大きければ $V_{out}=0\text{ V}$ となる。従って、バッテリー端子間電圧が 13.5 V を満たすまでの間、リレー回路 (OMRON, G5V-1) が動作して LED が点灯する。また、バッテリー端子間電圧が 13.5 V を満たせばリレーコイルに電流が流れず LED が消灯する。なお、LM358 は単電源のオペアンプで、バッファの役割を果たしている。

しかし、バッテリー・チャージャの出力が脈動している場合、反転入力端子に加わる電位が変動し、わずかな電圧差でコンパレータが動作して不安定な状態になってしまう。従って、一般的にコンパレータ回路にはヒステリシスを持たせる。図 5.7 のように、非反転入力端子と V_{out} を抵抗 $100\text{ k}\Omega$ で接続することでコンパレータ回路は図 5.8 に示すような動作をする。

製作したコンパレータ回路の写真を図 5.9 に示す。

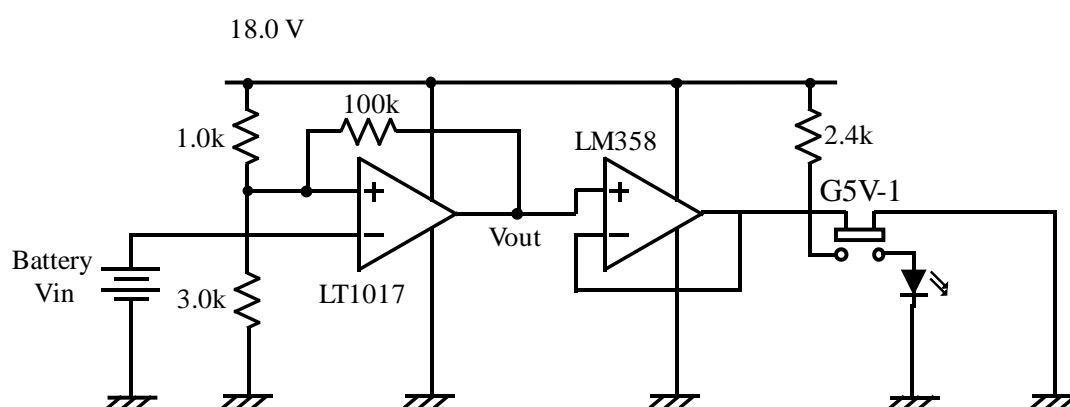


図 5.7.LED を点灯するコンパレータ回路

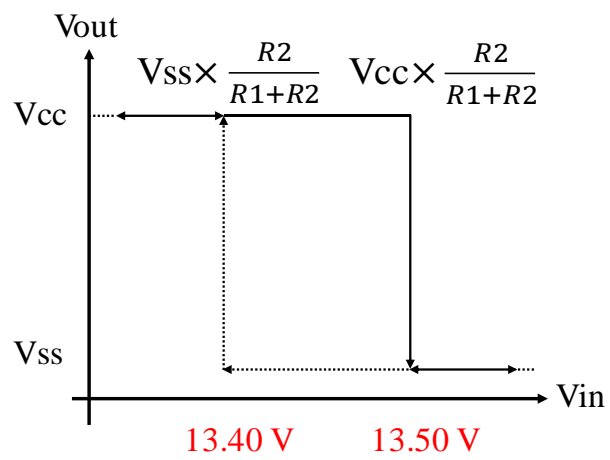


図 5.8. ヒステリシスを持たせたコンパレータ回路の動作

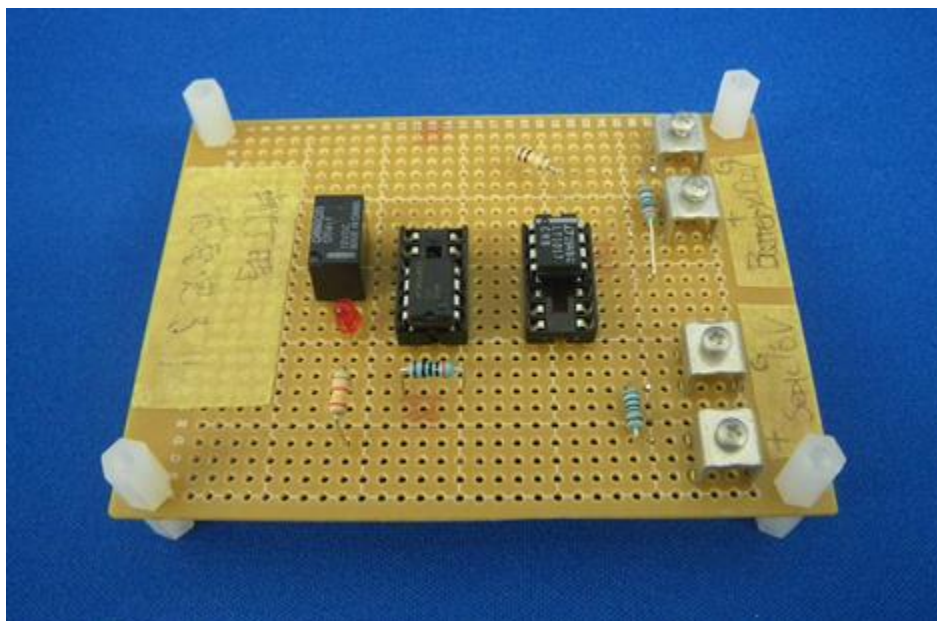


図 5.9. 製作したコンパレータ回路

コンパレータ回路の駆動試験を行い、動作確認を行った。実験には発振器 (NF 回路設計, MULTI FUNCTION GENERATOR WF1948), パワーアンプ (NF 回路設計, 4025 HIGH SPEED POWER AMPLIFIER/BIPOLAR POWER SUPPLY) を用いた。コンパレータ IC の反転入力端子に三角波信号 (DC バイアス $V_{\text{bias}}=13.5\text{ V}$, 三角波 $V_{\text{p-p}}=2.7\text{ V}$, $f=1000\text{ Hz}$) を入力して, 出力端子の波形を測定した。測定結果を図 5.10, その様子を拡大したプロットを図 5.11 に示す。反転入力端子の電位が 13.46 V を上回ると出力信号が OFF 状態となり, 反転入力端子の電位が 13.28 V を下回ると出力信号が ON 状態になることが分かる。出力信号が切り替わる瞬間の反転入力端子への入力値は, 設計値との誤差が $\pm 0.7\%$ 以内であったため, 概ね設計通りの値を示せた。

図 5.12 に LED が点灯・消灯している様子を示す。コンパレータの出力信号によりリレー回路が動作し, LED が点灯・消灯する様子がわかる。

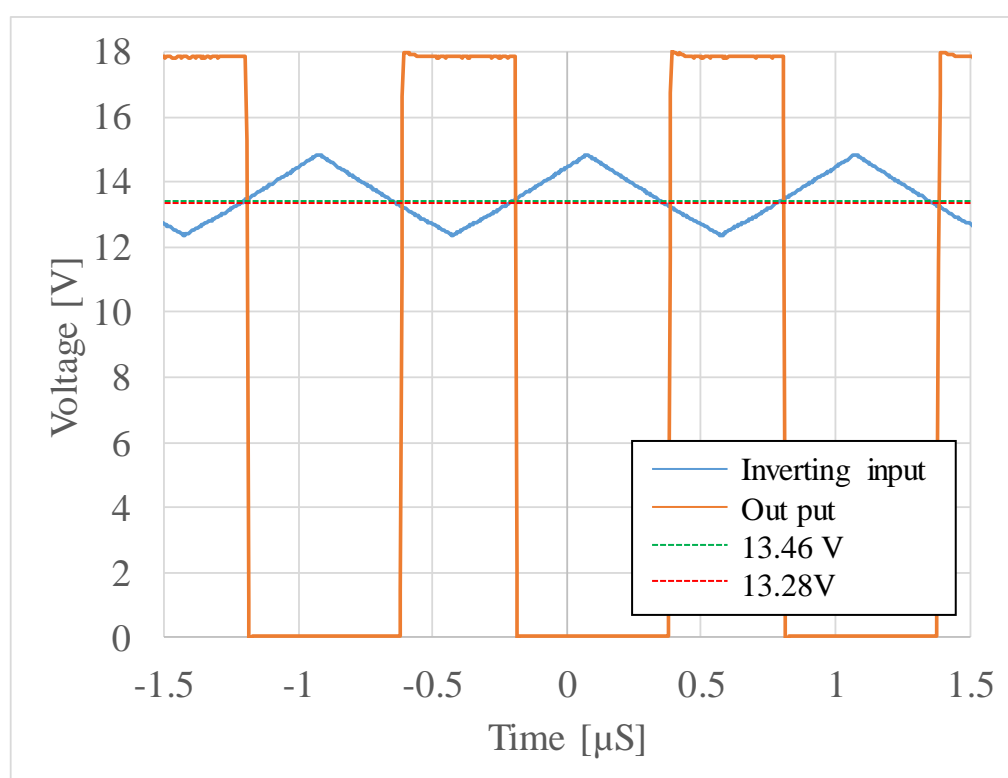


図 5.10.コンパレータの動作確認

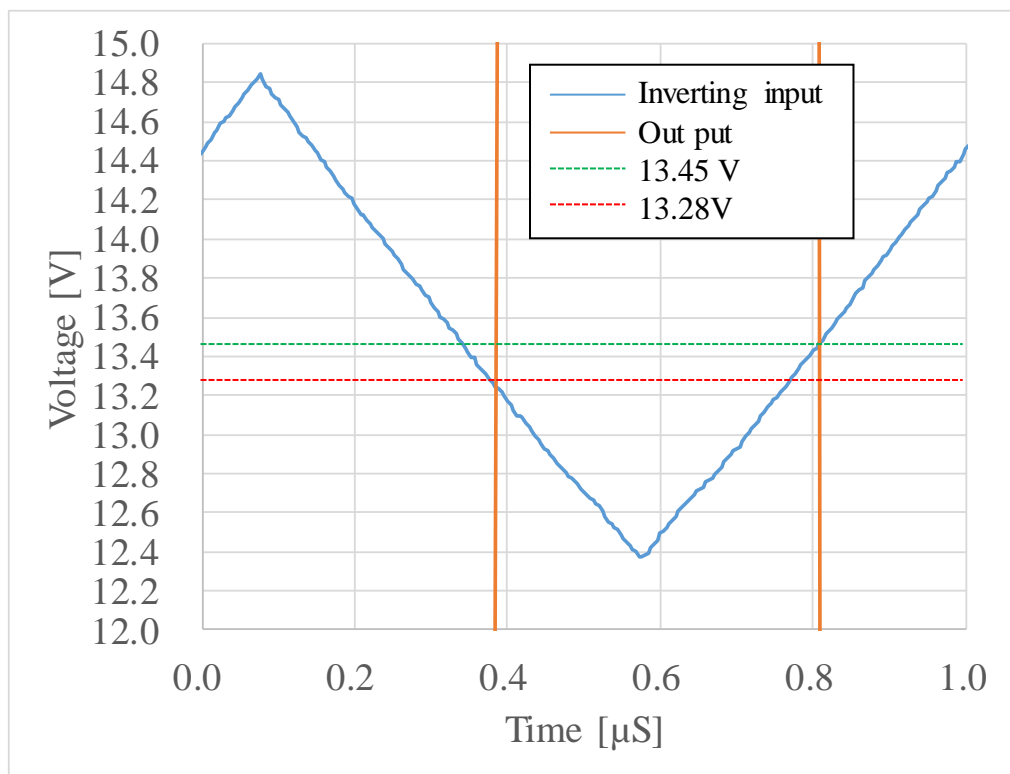
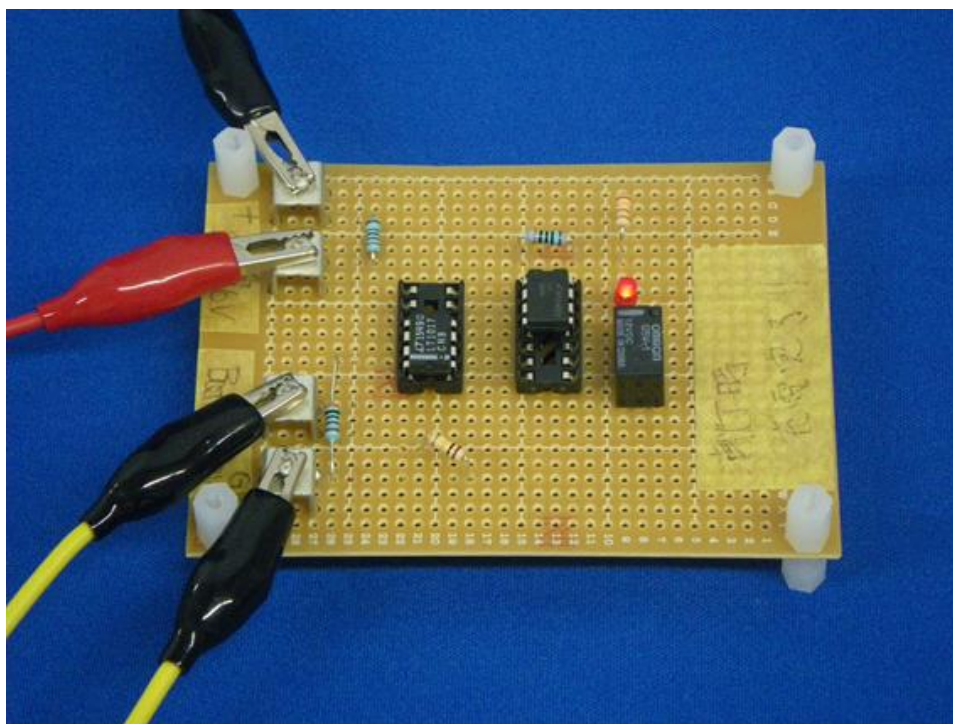
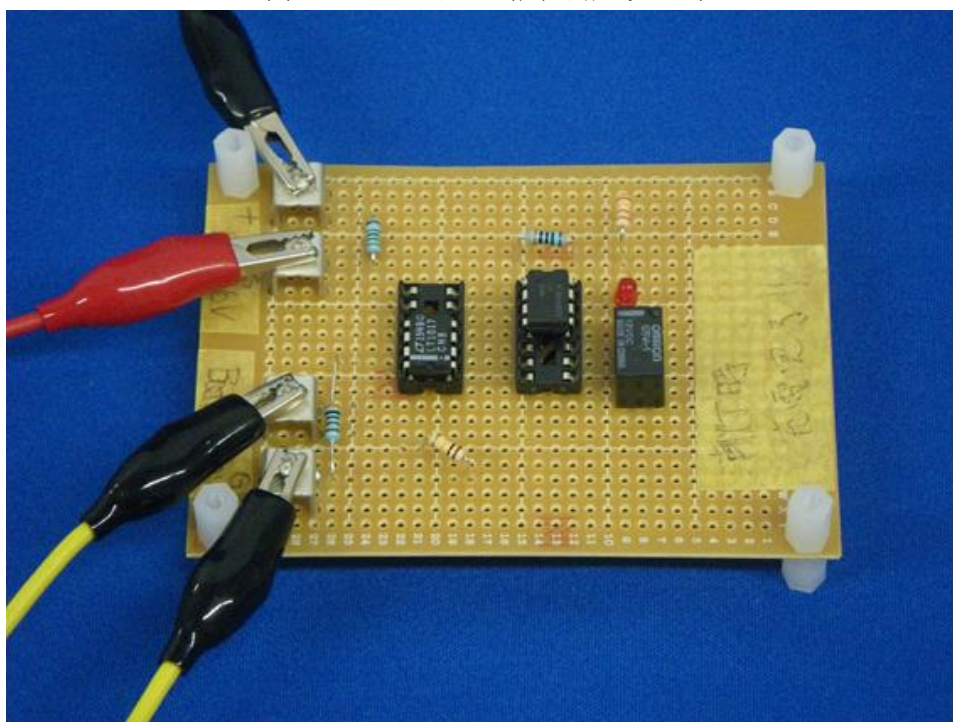


図 5.11. コンパレータの動作確認 (拡大)



(a) LED 点灯時 (出力信号 ON)



(b) LED 消灯時 (出力信号 OFF)

図 5.12.コンパレータ回路の動作の様子

5.4 電圧リミッタ

電圧リミッタについて説明する。電圧リミッタとは、回路素子の絶対最大定格以上の電圧が入力されないように制限をかける回路であり、本研究のように自然エネルギーを扱うような場合には、電圧変動に備えて必要となる。従って閾値 30 V の電圧リミッタの製作を目的とする。

様々な回路方式が考えられるが、本システムに用いる回路は入力電圧が閾値電圧を越えた場合、電力用トランジスタに電流を流す事で熱に変換する方式を採用している。

これまでに製作した電圧リミッタの回路図を図 5.13 に示す。図 5.13 に示した回路は別の用途で検討していた 36 V 電圧リミッタである。発電機出力電圧のセンシングにツェナーダイオードを用いた電圧リミッタの動作原理を説明する。発電機からの入力電圧が、D1 のツェナー電圧 $v_Z + Q1$ の $V_{be} = 0.6 \text{ V}$ を超えると徐々に Q2 のベース電位が下がり始め、Q2 にコレクタ電流が流れ出す。Q2 のエミッタ・コレクタ間電圧とコレクタ電流の積で表される電力を Q2 が消費する。Q2 に電流を流す事で、発電機内部で電圧降下が起こり結果的に出力電圧が下がる事になる。

D1 に並列に接続されている C1、C2 は D1 から発生する白色雑音を除去する為に入れているので、雑音が問題にならない用途では不要である。

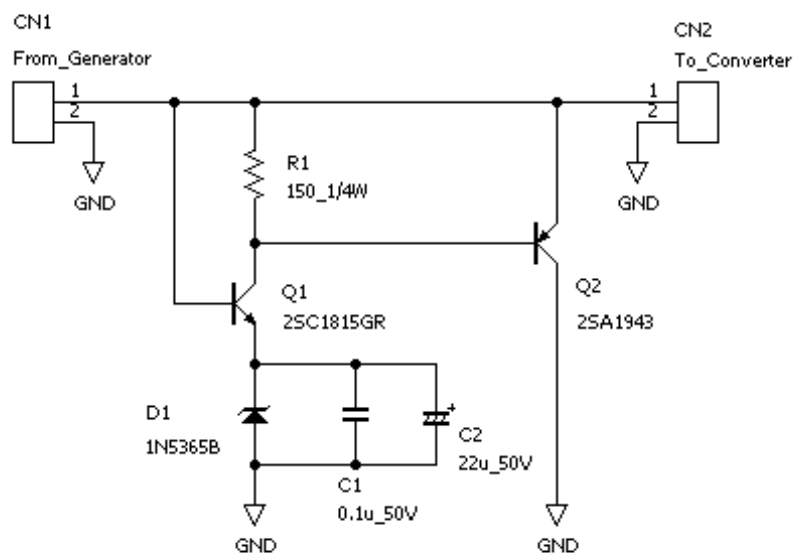


図 5.13.36 V 電圧リミッタの回路図

製作した電圧リミッタの測定結果を図 5.14 に示す。測定には直流安定化電源を用い、リミッタ回路に直列にセメント抵抗を入れる事で、発電機内部の巻き線抵抗を模擬して実験を行った。結果、ツェナー電圧 36V から電圧制限効果が見られ、回路が正しく動作している事が分かった。しかし、入力電圧が大きくなるにつれて出力電圧は徐々に上昇し、入力電圧が 40 V のとき出力電圧は設計値と比べて最大 0.6 V の誤差を生じている。ツェナーダイオードのツェナー電圧は流れる電流によってドロップの幅が変化するため、こうした特性となることが考えられる。従って、36 V 電圧リミッタを参考にして 30 V 電圧リミッタを製作した場合にも同様の特性がみられると考えられる。

この時、トランジスタが消費する電力は、最大で発電機定格 36W が見込まれるが、使用している 2SA1943 の安全動作領域 (SOA) 内であるので問題は無い。

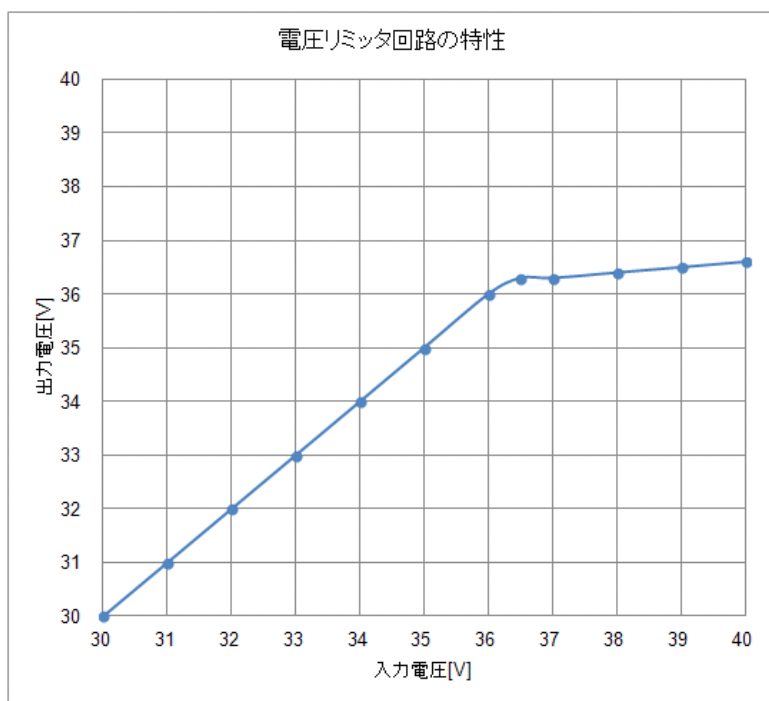


図 5.14.36 V 電圧リミッタの動作確認

新しく製作する電圧リミッタの回路図を図 5.15 に示す。発電機出力電圧のセンシングには LT431 を用いる。LT431 は電源回路などにも採用される高精度シヤント・レギュレータであり，図 5.15 のように接続した場合，抵抗 R2 と抵抗 R3 で分圧した電圧が 2.5 V 以上であるときにカソードからアノードに電流が流れる。電圧リミッタとしての動作原理は，ツェナーダイオードを用いた場合と同様である。

製作した 30 V 電圧リミッタの写真を図 5.16 に示す。

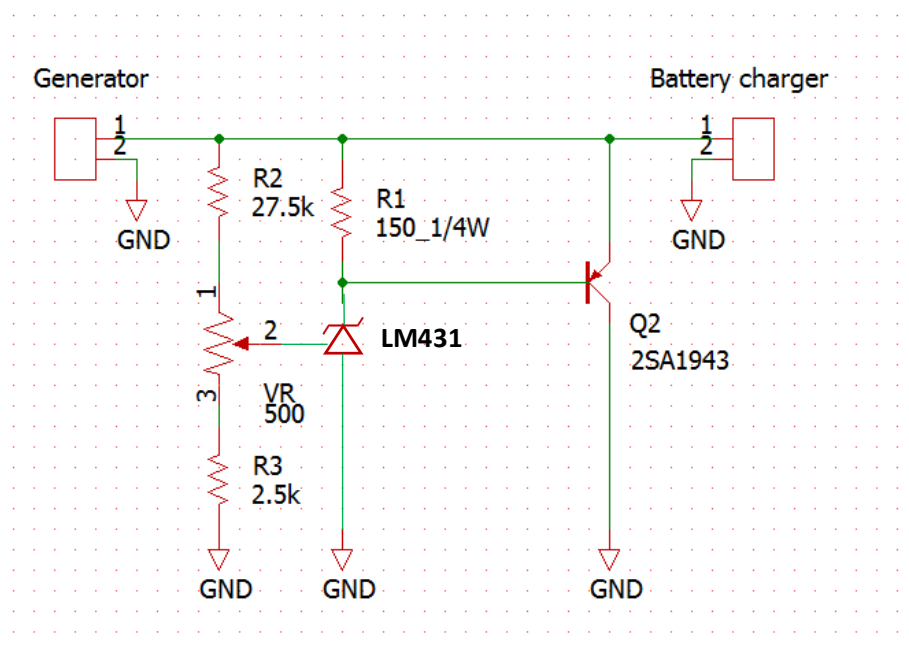


図 5.15.30 V 電圧リミッタの回路図

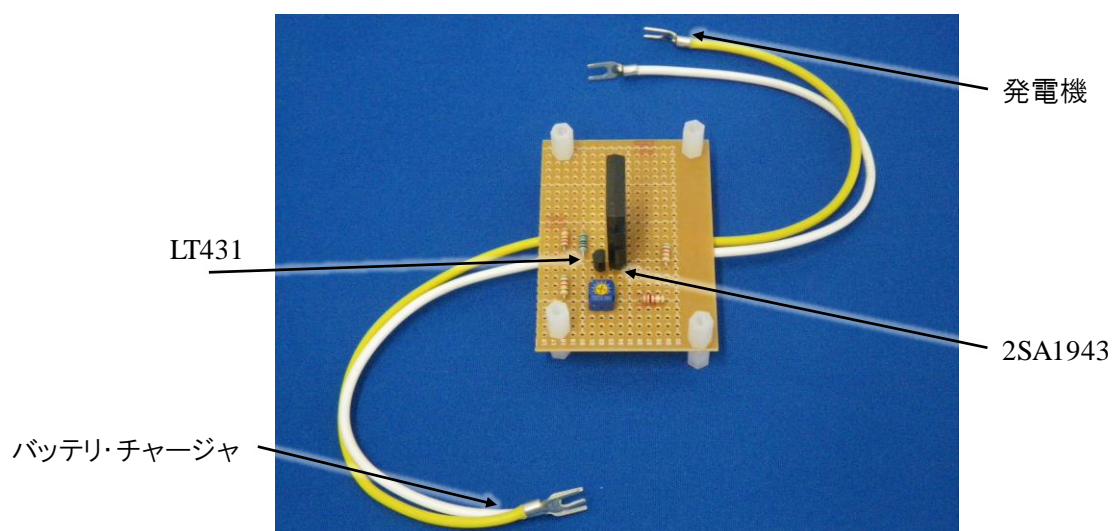


図 5.16.30 V 電圧リミッタ

製作した電圧リミッタの測定結果を図 5.17, 2SA1942 の消費電力を図 5.18 に示す。測定には直流安定化電源を用い、リミッタ回路に直列にセメント抵抗を入れる事で、発電機内部の巻き線抵抗を模擬して実験を行った。結果、ツェナー電圧 30V から電圧制限効果が見られ、回路が正しく動作している事が分かった。センシングにツェナーダイオードを用いた際の、出力電圧が上昇する特性は見られず安定した 30 V を構築することができた。

この時、トランジスタが消費する電力は、最大で発電機定格 36W が見込まれるが、使用している 2SA1943 の安全動作領域 (SOA) 内であるので問題は無い。

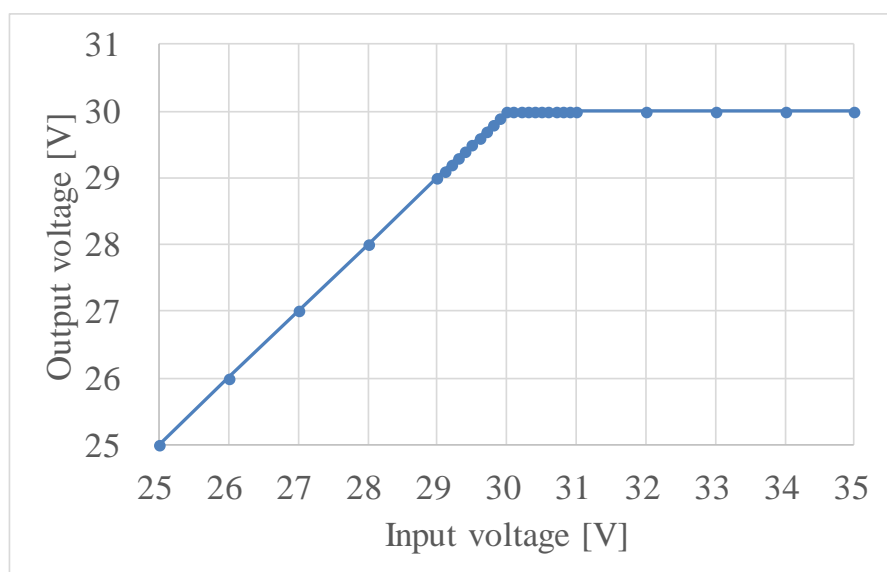


図 5.16.30 V 電圧リミッタ

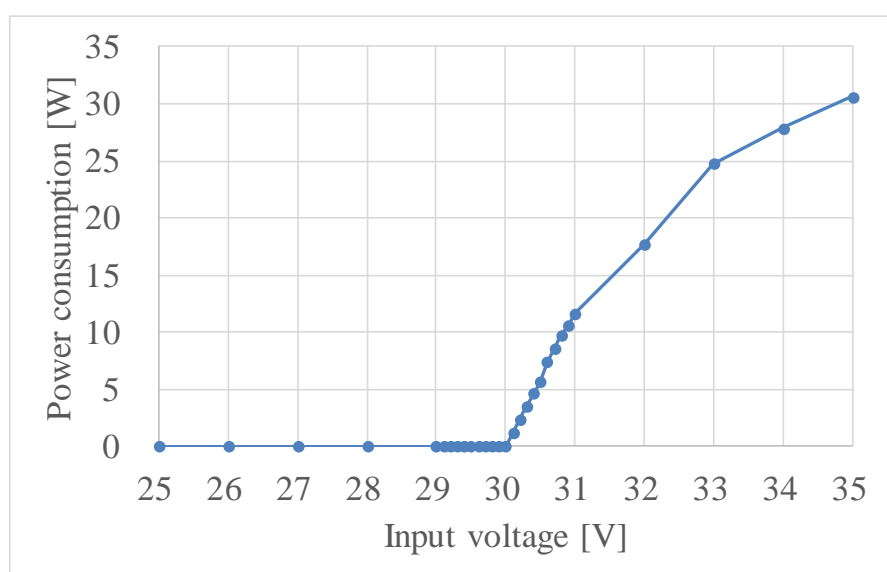


図 5.16.30 V 電圧リミッタが消費する電力

5.5 充電システムの今後の取り組み

以上に屋外実験用施設で発電した電力をバッテリーに蓄電するシステムを示した。今後はその検証を行う。方法としては、流水実験用施設で発電試験を行い、そのとき発電機の出力端子に電圧リミッタ、バッテリー・チャージャ、コンパレータ回路を接続し、実際に鉛蓄電池に充電を行う。

図 5.17 に流量と発電機の回転数、図 5.18 に発電機の回転数と出力電圧の関係を表したグラフを示す。図 5.18 には発電機の製作会社であるスカイ電子が提示する仕様、本研究室が実測した結果をプロットしている。図 5.17 より、現在の流水実験用施設の最大流量 3.3 L/sec のとき発電機は 125 rpm で回転すること、また流量と回転数は比例の関係であることから、水車に流し込める最大流量 8.0 L/sec を確保した場合、発電機は約 300 rpm で回転することが予想できる。その場合、発電機の出力電圧は約 40 V となる。しかし、バッテリー・チャージャの入力絶対定格電圧は 30 V であるので回路中素子を破壊する可能性がある。従って電圧リミッタが必要となるので、同時に電圧リミッタを組み込んだ充電システム全体の評価を行うことが可能となる。

図 5.1 は、システム駆動電源への電力の回生を点線で示している。当初は 2 つのバッテリーを並列に接続し、駆動電源への回生と他のバッテリーに対する余剰電力の充電を同時に行う予定であった。しかし、2 つのバッテリーの放電深度によっては、並列接続した瞬間に大電流が流れ、バッテリーの故障や寿命が短くなるとした問題が生じてしまう。従って、現在は解決策として 2 つのバッテリーを直列に接続して、各々に等しい電流を流すことを考えているので検討行っていく。

バッテリー・チャージャの再製作も検討しており、次に製作するときは、河川等の十分に流量が得られる環境での実験を想定して、発電機の広い出力電圧 (~87.0 V) に対応させた昇降圧器を設計したい。しかし、広い入力電圧を満たす充電専用 IC は存在しない。従って、目的とする昇降圧器の仕様を慎重に検討し、回路シミュレータ SIMetrix/SIMPLIS を用いて設計していくことが重要だと考える。

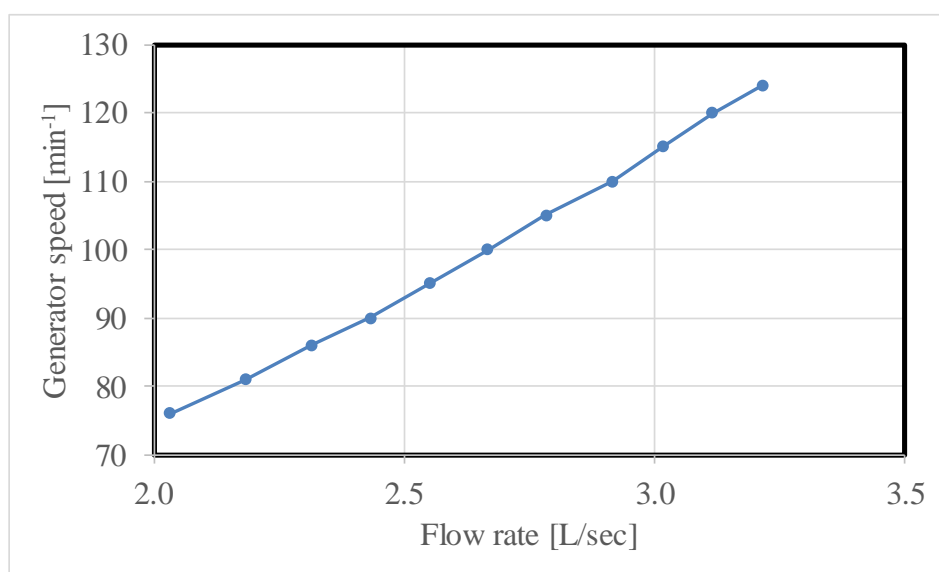


図 5.17.流量と発電機の回転数

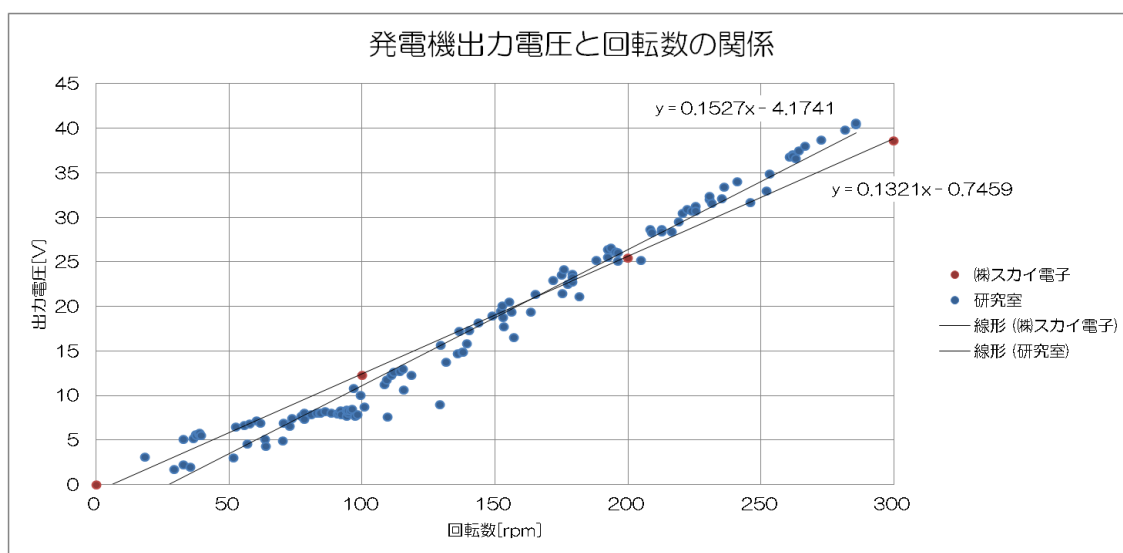


図.5.18.発電機の回転数と出力電圧

第 6 章 結論

6.1 まとめ

流水実験用施設で発電実験を行い，軸支持に磁気軸受を用いた場合と玉軸受を用いた場合の発電特性を比較した。磁気軸受を用いた場合に発電特性は 5.5 % 増加したが，システム全体で考えると有用性を示すに至らなかった。

磁気浮上型水力発電機に適応する低消費電力渦電流式変位センサを提案，製作した。回路シミュレーション，回路設計を行うことでセンサを製作し，極めて小さい電力でセンサを駆動できることを明らかにした。センシングコイルのインダクタンスの変化量を，センサゲイン，良好な直線性を持つセンサ回路の出力として得ることができた。

充電システムとしてバッテリー・チャージャ，コンパレータ回路，電圧リミッタ回路を製作した。それぞれの回路は設計通りに動作することを明らかにした。

6.2 今後の予定

発電量同増加のために水車とアウトロータ型発電機のマグネットカップリングを再製作する。浮上試験を行い，発電特性を測定する。必要であれば水車の再設計と発電機の選定，また製作を行う。

渦電流式センサは動特性試験を行い，複数台の同様のセンサを製作する。そして，浮上試験を行い，特性を明らかにしていく。また，本研究は構成要素の低消費電力化を目的としており，低消費電力な PWM アンプの製作も予定している。

充電システムの構成要素として 3 種類の回路を製作し，性能を明らかにした。しかし，装置の故障により 1 つのシステムとしての動作確認には至っていない。従って，早急に装置を修復し流水実験用施設で発電実験を行い，充電システムとしての評価をする。

謝辞

本研究を進めるにあたり，多大なるご指導を頂いた石川赴夫教授，栗田伸幸准教授，遠坂俊昭客員教授に心から感謝とお礼を申し上げます。

主査，副査としてご指導頂きました橋本誠司教授，小林春夫教授に感謝いたします。

最後に，本研究を進めるにあたり様々な協力や激励をいただきました石川研究室の大学院生，卒業研究生の皆様に深く感謝いたします。

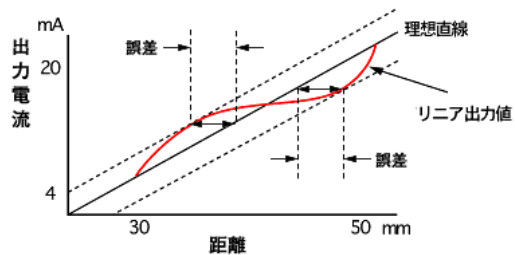
参考文献

- [1] 篠原悠, ラジアル方向着磁磁石の有無による 2 種類のローレンツ力型磁気ベアリングの開発, 群馬大学大学院工学研究科電気電子工学専攻, 2012
- [2] 大塩佳祐, 三次元的な磁気回路を有する永久磁石ハイブリッド型磁気軸受の開発, 群馬大学大学院工学研究科電気電子工学専攻, 2011
- [3] 大快健一, 磁気浮上技術を利用した小型水力発電システムの開発, 群馬大学大学院工学部電気電子工学科, 2013
- [4] 船渡川拓哉, 磁気浮上型電力貯蔵フライホイールの浮上回転特性に関する研究, 第 3 回電気学会栃木・群馬支所合同研究発表会, 2013
- [5] 船渡川拓哉, 磁気軸受を適用した水力発電機・電力貯蔵システムの開発, 群馬大学大学院工学部電子情報・数理教育プログラム, 2014
- [6] 株式会社スカイ電子, 自転車発電機 SKY-HR125PDF カタログ
- [7] Nobuyuki Kurita, Takeo Ishikawa, Ken-ichi Daikai and Keisuke Ohshio, “A study on dynamic characteristics and the power generation characteristics of the magnetically levitated hydraulic generator”, *Int. J. Advan. Mech. Syst.*, **5, 3**, 193-201 (2013)
- [8] Nobuyuki Kurita, Keisuke Ohshio, Takeo Ishikawa, “Design of permanent magnet hybrid magnetic bearing with minimum salient poles”, *JSDD*, **5, 5**, 829-840 (2011)
- [9] Nobuyuki Kurita, Takeo Ishikawa, Keisuke Ooshio, “A Study on Dynamic Characteristics of a Permanent Magnet Hybrid Magnetic Bearing for a Small-sized Hydrodynamic Generator”, *Proc. of ICAMechS2012*, 154-159 (2012)
- [10] 栗田 伸幸, 石川 赴夫, 船渡川 拓哉, “マイクロ水力発電機用磁気軸受の磁気浮上特性”, 平成 26 年電気学会全国大会, Paper No. 5-074, pp. 129 (2014)
- [11] 中村 拓海, 栗田 伸幸, 石川赴夫, “磁気浮上型水力発電機の発電特性と携帯性向上に関する研究”, *Proc. of MoViC2015*, 302-305(2015)
- [12] 中村拓海, 栗田伸幸, 石川赴夫, 磁気浮上型水力発電機に適用する低消費電力渦電流式変位センサの製作, MAGDA コンファレンス 2016 論文集

付録

・直線性の求め方

直線性とは、理想直線に対するリニア出力値の誤差
測定範囲に対する比率で表現される



$$\text{直線性 (\%F.S.)} = \frac{\text{誤差}}{F.S.} \times 100$$

(OMRONのHP参照)

Fig. Relations of Ideal straight line and Linear output

以上を参考にして直線性を算出した